l'antenna

Spedizione in abbonamento postale - Gruppo III

Anno XXI - Settembre 1949

NOVA

5M2B

NOVA

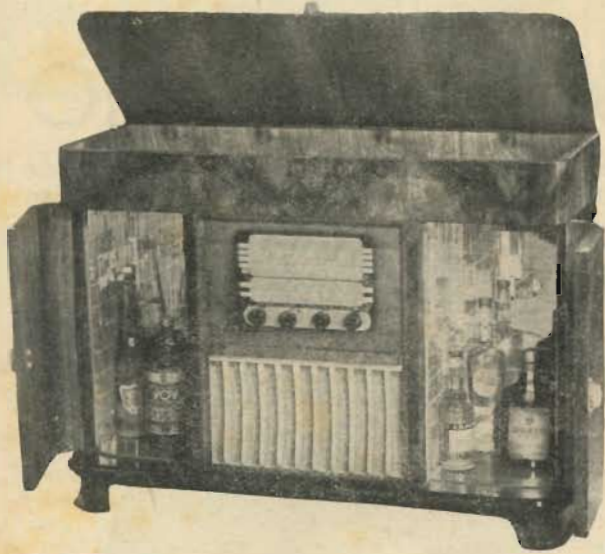
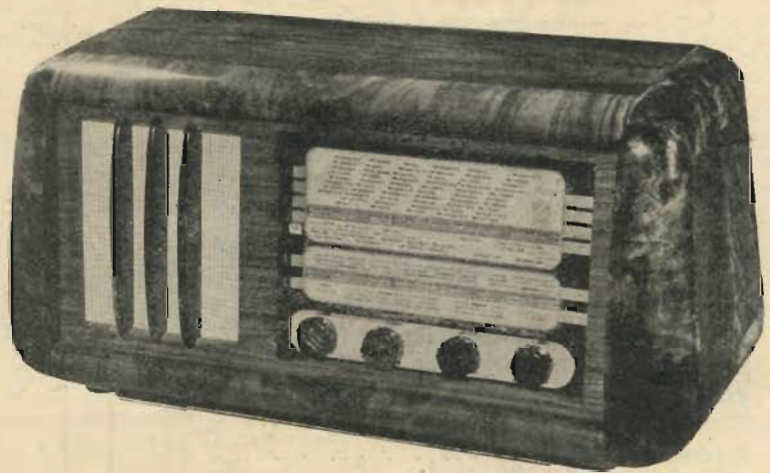
5M2B seconda serie per ricevitore 5M2 presentato alla Fiera Campionaria di quest'anno per la stagione 1949-1950: ricevitore a 5 valvole, 2 gamme d'onda a grande estensione, presentato in uno chassis più grande, con trasformatore maggiorato per valvole a 6 Volt., con potenza aumentata. Altoparlante Vocedoro da 165 m m alnico 5. Mobile elegante. Grande scala parlante.

Dimensioni: 490x230x280.

Peso: Kg. 5.500

Oltre a questo nuovo ricevitore la NOVA espone alla Mostra interessanti novità: modulazione di frequenza, televisione, e due nuovi ricevitori di alta classe: il 5K2 ed il 6N7.

VENITE A VISITARCI ALLA MOSTRA DELLA RADIO

NOVA PIAZZALE CADORNA, 11 - **MILANO** - TELEFONO 12.284

l'antenna

RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

XXI ANNO DI PUBBLICAZIONE

Proprietaria: Editrice IL ROSTRO S.a.R.L.

SOMMARIO

pag.

Sulle onde della radio 387

Il radar da tre centimetri *di Andrea Reid* 391

Caratteristiche del tubo RK 34 *di Gerardo Gerardi* . . . 398

Modulazione positiva e negativa - trasmissione con e senza componente continua - livello del nero *di Antonio Nicolich* . . . 401

Connessioni allo zoccolo dei tubi riceventi di tipo americano *di Raoul Biancheri* 406

Uno strumento utile *di EVI* 408

Valutazione delle tensioni negli amplificatori a resistenza *di Otton Czeczott* 409

Ricetrasmettitore per la gamma dei centoquarantaquattro *di Ernesto Viganò* 411

Alimentazione stabilizzata con tubi a vuoto *di L. Bruck* . . . 413

L'ultrafax *di Donald S. Bond e Vernon J. Duke* . . . 415

Amplificatori magnetici - principii - funzionamento - uso 417

Consulenza *di N. Callegari* 419

Direzione, Redazione, Amministrazione ed Uffici Pubblicitari:
VIA SENATO, 24 - MILANO - TELEFONO 72-908 - 70.29.08
CONTO CORRENTE POSTALE 3/24227 - CCE CCI 225.438

La rivista di radiotecnica e tecnica elettronica « l'antenna » si pubblica mensilmente a Milano. Un fascicolo separato costa L. 200; l'abbonamento annuo per tutto il territorio della Repubblica L. 2000 più 60 (3 % imposta generale sull'entrata); estero L. 4000 + 120. Per ogni cambiamento di indirizzo inviare L. 50, anche in francobolli.

La collaborazione dei lettori è accettata e compensata. I manoscritti non si restituiscono per alcun motivo anche se non pubblicati. La responsabilità tecnica scientifica di tutti i lavori firmati spetta ai rispettivi autori, le opinioni o le teorie dei quali non impegnano la Direzione.

sulle onde della radio

RADIO E TELEVISIONE

La Mostra della Radio ha chiuso i suoi battenti. Sia consentito a noi che l'abbiamo vista nascere e ne abbiamo seguito di anno in anno il cammino ascensionale, di constatarne il successo. E' riuscita bene, ha messo in rilievo lo sforzo dell'industria italiana per riprendere il troppo tempo perduto per causa di guerra, si è risolta in un'affermazione tecnica che riempie di legittima soddisfazione quanti hanno a cuore il buon nome del nostro Paese in questo campo della produzione.

* * *

A renderla più attraente e interessante, quest'anno la Mostra della Radio si è presentata alla ribalta della pubblica attenzione a braccetto della Televisione, con un congresso di alte autorità tecniche dal quale era lecito aspettarsi una norma e un indirizzo per risolvere nel più breve tempo possibile, il grave intricato problema di dare all'Italia un servizio di emissioni televisive. Giova sperare che una tale norma ed un tale indirizzo siano realmente usciti dai lavori del congresso.

* * *

Purtroppo, non siamo in grado di rassicurare, per ragion veduta, su questo punto i nostri lettori. Non a causa di negligenza o di scarso interesse, ma per un inconveniente, diremo così, puramente organizzativo che ci ha privato dell'onore e del piacere di assistere ai lavori del congresso e di poterli seguire con quell'esatta informazione che di solito viene fornita alla stampa tecnica con un abbondante ed intelligente servizio stampa. Invece, certamente all'insaputa di coloro che presiedevano, con tanta passione, alle varie manifestazioni, non siamo stati invitati, e non abbiamo ricevuto nessuna chiarificatrice informazione d'ufficio. Abbiamo potuto ugualmente partecipare alla seduta inaugurale, che è sempre la più solenne e la meno importante d'un congresso, solo perchè un amico volle condurci quasi per forza con sè; ma non ci parve nè bello, nè dignitoso servirci dello stesso mezzo anche per le sedute successive.

Non intendiamo dare a questo insignificante episodio un peso ed un rilievo che non ha. Volevamo soltanto spiegare ai nostri lettori, che potrebbero forse accorgersi dell'eco non adeguata all'importanza del fatto, avuta dal Congresso della Televisione nella nostra Rivista, che ciò è avvenuto senza alcuna cattiva intenzione da parte nostra. Anzi, le nostre intenzioni sarebbero state di timbro del tutto diverso. Peccato che nessuno si sia punto scomodato a far sì che esse avessero modo di tradursi in un volonteroso apporto di collaborazione.

* * *

Due parole sulla prima Mostra Internazionale di Televisione. Successo completo di pubblico e di tecnica. Notevoli e accolti da vivo interesse gli esperimenti di collegamento via cavo hertziano Torino-Milano, nonchè le proiezioni su schermo gigante mediante televisore a proiezione catottrica. A questo proposito una considerazione. Il pubblico minuto è accorso in massa e ha espresso mentalmente, ma spesso anche a voce alta, un giudizio per lo meno affrettato: « E' meglio il cinematografo ». Questa sentenza pronunciata con fare dottorale denota due cose: prima, evidente, l'ignoranza o l'incompetenza; seconda, una scarsa propaganda da parte della stampa di quello che sia in effetti la televisione. E' inutile, a parer nostro, mettere in mostra elegantissimi cartelloni in cui si parla di *scansione* e di *linee* quando ben pochi sono in grado di afferrarne il significato. Era più opportuno che gli organizzatori si preoccupassero affinchè il grosso pubblico, attraverso la stampa quotidiana e la radio, si rendesse conto dei problemi che la televisione deve affrontare e risolvere. Anche nella sala di proiezione si sarebbe potuta compiere questa opera di divulgazione, intervallando alle interessanti proiezioni, dei brevi documentari opportunamente preparati. In poche parole: macchina da presa e telecamera, proiettore cinematografico e televisore son cose apparente-

(continua a pagina 390)

em

R 118

Radio - Fono - Micro - Incisore con trasduttore telefonico bilaterale

Possibilitá di registrazione via radio - fono - micro su filo magnetico e possibilitá di ascolto immediato dell'àvvenuta registrazione.

Cancellazione elettromagnetica dei brani registrati allo scopo della riutilizzazione del filo a nuova registrazione.

Cancellazione automatica effettuando una nuova registrazione.

Complesso 16 valvole più occhio magico per controllo sintonia e modulazione, composto di: microfono eletetrodinamico, preamplificatore, registratore magnetico AIR KING, sintonizzatore su quattro gamme d'onda; c. a. v. alta e bassa frequenza, alta fedeltá di riproduzione.

Potenza d'uscita 12 Watt.

Stadio preselettore alta frequenza.

Trasduttore telefonico bilaterale per la registrazione delle conversazioni telefoniche di particolare interesse.

Tempi di registrazione forniti da rocchetti con filo per un quarto d'ora, mezz'orá, un'ora, un'ora e mezza.

Mobile particolarmente curato data la qualitá del complesso.

Corredo dell'apparecchio: 4 rocchetti filo per la durata complessiva di due ore.

me

Emme Elettroacustica

MILANO - VIA CERVA 19 - TEL. 70.33.24
CUCCIAGO (COMO) VIA VOLTA 68

mente tanto simili che il pubblico men colto è spinto in inganno e confonde l'uno con l'altro. La rigatura dell'immagine, qualche tremolio e anche qualche afonia hanno fatto il resto.

* * *

Come è noto, in occasione della prima Mostra Internazionale di Televisione la nostra Rivista ha pubblicato un fascicolo speciale, riccamente illustrato, dal titolo « La Televisione arriva in Italia - Origine, sviluppo, attualità, realizzazioni, impianti ». Il fascicolo preparato dall'ing. Antonio Nicolich, membro del Comitato Nazionale Tecnico di Televisione (C.N.T.T.) è stato spedito in omaggio a tutti gli Abbonati a « *l'antenna* ». Le rimanenti copie sono state quasi totalmente vendute nell'interno della Mostra Internazionale di Televisione. Di fronte all'insperato successo, ed a seguito delle continue richieste da parte dei Lettori, la Direzione della nostra Rivista ha deciso di procedere ad una ristampa dello stesso. I Lettori de « *l'antenna* » interessati a tale fascicolo che, ripetiamo, costituisce quanto di più completo sia stato scritto in sede consimile sull'argomento, sono pregati di richiederlo direttamente alla nostra Amministrazione, giacchè non sarà posto in vendita presso le edicole.

* * *

L'Amministrazione de « *l'antenna* » ha inoltre deciso di inviare gratuitamente il fascicolo suddetto a tutti i Lettori che, entro e non oltre il 30 novembre p.v. faranno un nuovo abbonamento alla nostra Rivista. Crediamo che tale omaggio riuscirà gradito a tutti coloro che verranno a far parte della nostra famiglia. Purtroppo il numero di copie destinato a ciò è limitato quindi il Lettore solerte ricordi un vecchio adagio: « Chi prima arriva... ».

* * *

Una volta tanto leviamo anche noi la penna in nostra difesa. Due paroline all'abbonato col numero di matricola 0765. Caro Abbonato; anzi, caro vecchio Abbonato, ha mai provato (è tanto evidente, da questa risposta, il carattere della domanda che riteniamo di fare un torto ai nostri intelligenti Lettori il riportarla), ha mai provato, dicevamo, a contare le righe e, perchè no, le lettere contenute mediamente in una pagina di testo della nostra Rivista? Lo ha mai fatto? Ha mai provato, dato che Lei ce lo fa dire, a ripetere il medesimo conto con un'altra qualsiasi rivista mensile italiana? Le conclusioni le lasciamo a Lei, che tra le righe fa dei confronti tra mole di contenuto e prezzo di vendita. Per venire ad una conclusione si è mai posta la domanda del perchè « *l'antenna* » si pubblichi con costante successo da oltre vent'anni?

* * *

Altro argomento: il chiodo di molti, cioè la pubblicità. Qui non comprendiamo bene quanto ci dice. Se è la quantità che Le dà noia, Le diciamo che essa rappresenta sempre una fonte ricchissima di informazioni e di aggiornamento (lo sanno i nostri inserzionisti che ci assediano, questa è la parola adatta, ben conoscendo la grande diffusione della Rivista) ed inoltre Le ricordiamo che la pubblicità non incide sul contenuto della Rivista e tanto meno sul suo costo. Ci siano cento o solo quattro pagine di pubblicità: il testo nè aumenta, nè diminuisce. Se è la qualità che non La soddisfa, riconosciamo che molte persone non sanno cosa sia e ancor meno come debba esser fatta un'inserzione pubblicitaria. Ma questo è un ragionamento che riguarda più che altro gli inserzionisti molti dei quali rientrano nella categoria di cui sopra. Da parte nostra viene fatto il possibile, nei limiti consentiti, per migliorare ed elevare anche nell'aspetto il contenuto di ciascuna inserzione. E qui il filo del discorso ci porterebbe molto lontano, fuori, come si dice, dal seminato.

Crediamo possa bastare. Non Le pare, caro vecchio Abbonato? Ma forse Ella ha voluto pestarci la coda perchè ci accorgessimo anche di Lei; perchè infine, il suo, è uno sfogo da vecchio amico, un modo come un altro per spronarci a fare sempre meglio. Come tale noi lo accettiamo di buon grado e di esso, La ringraziamo.

IL RADAR
DA TRE CENTIMETRI

di Andrea Reid

La decisione post-bellica del governo inglese di adottare il radar da 3 centimetri per le necessità della navigazione marittima è stata basata sull'esperienza di dieci anni del radar su tutti i mari. La decisione di adottare il sistema da 3 centimetri non è stata arbitraria. Essa è stata basata sull'esperienza acquisita durante la guerra e sul lavoro di ricerca particolarmente inteso a incontrare le necessità specifiche della marina mercantile.

L'esperienza bellica aveva mostrato che un apparecchio radar da 10 centimetri istallato a Dover a un'altezza di circa 200 metri dava una immagine topografica della costa francese lontana più di 30 km. Si potevano vedere a colpo d'occhio le posizioni di tutte le navi su una grande zona dello Stretto di Dover e, in condizioni particolarmente favorevoli, anche le boe di navigazione all'esterno del porto di Boulogne. A bordo, data la dimensione e l'altezza limitata dell'aereo, si è constatato che il radar da 10 cm con il P.P.I. (Indicatore di Posizione nel Piano) dava immagini della costa che difficilmente potevano essere confrontate con la carta, mentre la discriminazione del rilevamento era inadeguata per la navigazione in acque molto congestionate. Una riproduzione soddisfacente che potesse essere usata direttamente dall'ufficiale di rotta non è stata ottenuta finchè non si è arrivati all'introduzione dell'attrezzatura da 3 cm.

Gli esperimenti fatti con apparecchi da 9 cm al largo della Manica nel 1943 in preparazione per l'invasione dell'Europa dimostrarono che ulteriori perfezionamenti erano da prevedersi con la conversione ai 3 cm. Nell'estate del 1944 tale speranza fu realizzata con un sorprendente miglioramento nella riproduzione della linea della costa e un sostanziale miglioramento nella riproduzione della linea della costa e un sostanziale aumento nella discriminazione del rilevamento. Nella stessa estate venne tenuta la Conferenza del Regno Unito sul radar per il trasporto marittimo e, a conclusione delle sue deliberazioni, venne chiesto al Centro Telecomunicazioni dell'Ammiragliato di collaborare nella preparazione dei requisiti per un apparecchio radar da impiantare a bordo di una normale nave mercantile. Tali requisiti vennero approntati nel 1945. I vari interessi marittimi in Inghilterra confermarono la necessità di un apparecchio radar per la navigazione e il pilotaggio, in aggiunta a un apparecchio anti-collisione e i dati specifici vennero comunicati dal Ministero dei Trasporti inglese ai proprietari delle navi e alla radioindustria in Inghilterra nel 1946.

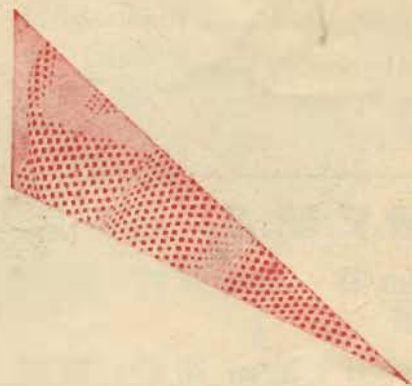
Il livello dei requisiti, per quanto essi fossero sostanzialmente aderenti al prototipo dell'Ammiragliato nel 1946, era molto elevato e non facilmente raggiungibile nella produzione in serie. Tuttavia, i fabbricanti britannici lo accettarono e quest'anno sette ditte principali hanno in costruzione un apparecchio radar per navi destinato a soddisfare i requisiti previsti. Quattro ditte già producevano tali apparecchi nel 1948 e alla fine dell'anno vi erano circa 200 di questi radar commerciali in mare, di cui un terzo montati su navi inglesi e il resto su navi straniere.

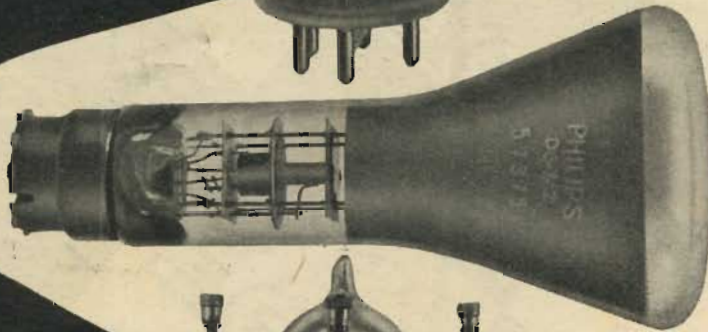
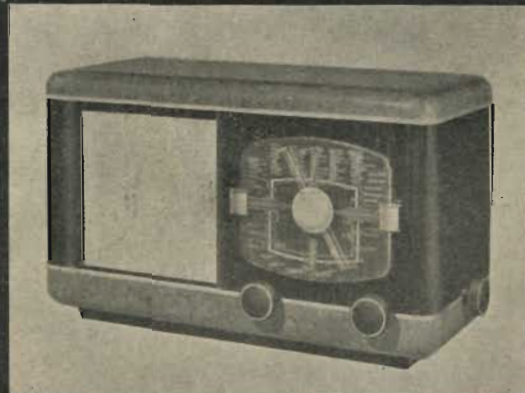
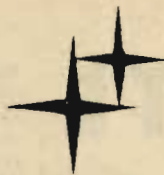
Gli apparecchi radar attualmente in commercio sono il risultato definitivo di esperimenti e di collaudi pratici e in conseguenza il Ministero dei Trasporti ha annunciato che per parecchi anni non verranno apportate modifiche ai dati di costruzione.

Mentre il costo iniziale dell'apparecchio radar commerciale è notevole, esso può essere considerato limitato in confronto alle altre attrezzature ritenute essenziali e anche limitato in relazione ai costi di esercizio che il radar contribuisce a ridurre. Lasciendo da parte i pericoli che si evitano, l'esperienza ha dimostrato che cosa significa un apparecchio radar in termini di tempo e denaro risparmiato. Oltre ad aiutare una nave a navigare in orario e arrivare quando tutto è pronto per riceverla, il radar ha permesso alle navi, durante il cattivo tempo, di lasciare banchine molto costose e prendere il mare o andare all'ancora. Approfittare di una marea può far risparmiare qualche cosa che oscilla tra le cento e le mille sterline. Il radar ha anche fatto risparmiare migliaia di sterline permettendo che carichi deteriorabili venissero immessi sul mercato londinese invece di rimanere ad avariarsi su qualche banchina del continente avvolta nelle nebbie.

Allo scopo di dare l'avviso dell'avvicinarsi di altre navi e di evitare collisioni in mare, l'apparecchio inglese è indubbiamente di un livello e di un costo superiore al necessario. Sarebbe però antieconomico non combinare tutti i requisiti in un singolo apparecchio, tenuto conto che i requisiti addizionali al puro avvertimento

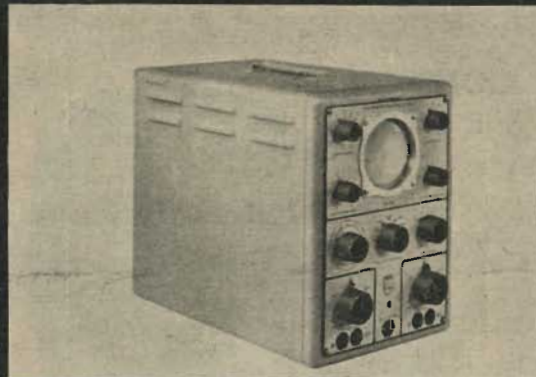
(continua a pagina 396)

1949
alnico 5°
punto
rosso
nuova serie
grande
resa acustica
e basso costo
nel nuovo
magnetico
alnico 5°
R C 160 AL
⌀ max mm. 165
imp. bobina mobile 4,5 Ω
densità flusso gauss 7.500
potenza 3 watt
R C 190 AL
⌀ max mm. 195
imp. bobina mobile 4,5 Ω
densità flusso gauss 8.500
potenza 6 watt

ARE
RESISTENZE CHIMICHE
UFFICIO VENDITA
VIA ARCHIMEDE 3 - TELEFONO 53176 - MILANO

VALVOLE ROSSE - La serie più diffusa per gli apparecchi di classe, garanzia di qualità per il ricevitore.
VALVOLE RIMLOCK - Nuova tecnica elettronica: la concezione più moderna ed i risultati più brillanti.
TB 2,5/300: Il triodo più moderno esistente al mondo; appartiene alle nuove TRASMITTENTI PHILIPS SERIE "DIABOLO„
DG 7/2: Il tubo oscillografico PHILIPS, che armonizza nel più felice equilibrio: nitidezza d'immagini, dimensioni dello schermo, riduzione dell'ingombro, basse tensioni di funzionamento.
1 5 4 3: Ovunque occorra corrente continua, le raddrizzatrici industriali PHILIPS rappresentano la soluzione ideale.
Radiofonografi di lusso e da tavolo - apparecchi di ogni classe e potenza in una gamma di prezzi accessibili a tutti.

PHILIPS

APPARECCHI DI MISURA

PHILIPS produce una serie completa di strumenti di misura e controllo per le applicazioni industriali più svariate e per l'industria radiotecnica:

- dagli oscillografi portatili, di dimensioni ridottissime, agli oscillografi più completi da laboratorio;

- dai provavalvole destinati al controllo rapido ed efficace di tutti i tubi elettronici, ai voltmetri elettronici per tutte le frequenze.

EC 50

Un piccolo Thyratron fra i diversi tipi che PHILIPS mette a disposizione dei tecnici per risolvere i più svariati problemi di controlli e comandi elettronici industriali.

anti-collisione sono considerati i più importanti. Il punto di vista inglese al riguardo, infatti, è che la funzione principale del radar di bordo non è tanto quella di assistenza alla navigazione quando, con le dovute precauzioni, la navigazione è possibile anche senza radar, ma di rendere possibile la navigazione quando sarebbe impossibile senza radar. Questo è il modo in cui il radar di bordo giustifica la sua esistenza, ripagando largamente il suo costo di impianto.

Il suo uso principale è stato quello di assistenza alla navigazione costiera e al pilotaggio negli estuari e in zone di grande traffico marittimo e quello di mettere in condizioni le navi di entrare e uscire dai porti in condizioni di scarsa o nulla visibilità a causa della nebbia.

Il radar vince la nebbia.

Fra le più sorprendenti esperienze nelle nebbie del novembre e dicembre del 1948, vi sono state quelle dei vapori che attraversavano la Manica e delle navi-traghetto del Solent che collegavano l'Isola di Wight con la terra ferma. In tre giorni di intensa nebbia, le navi delle British Railways effettuarono 24 traversate della Manica senza incidenti, con un ritardo medio di tre minuti. Anche le nuove navi-traghetto a nafta tra Portsmouth e Ryde, nell'Isola di Wight, hanno mantenuto, grazie al radar, un servizio regolare bi-orario che ha permesso di effettuare la traversata a 1780 passeggeri i quali, nello scorso inverno, avrebbero dovuto aspettare non meno di 24 ore.

Il 7 dicembre 1918 l'unica nave che lasciò il fiume Humber, sulla costa orientale dell'Inghilterra, era equipaggiata con radar da 3 cm. La nave Topaze, pure dotata dello stesso apparecchio, lasciò Anversa l'11 novembre 1948, attraversò i tortuosi canali della Schelda in densa nebbia e lungo il viaggio verso il porto di Tilbury prese a bordo, a Ostenda, un carico deperibile che altrimenti non avrebbe mai raggiunto il mercato inglese. Nello stesso tempo, anche il radar di terra inglese riceveva il suo primo severo collaudo quando il solo porto di Liverpool rimase aperto alla navigazione mentre tutti gli altri porti inglesi, non equipaggiati col radar, erano stati chiusi.

Naturalmente l'apparecchio da 3 cm è stato talvolta criticato e la principale accusa sembra essere che con il cattivo tempo esso non dà risultati soddisfacenti come l'apparecchio da 10 cm. Secondo l'opinione degli esperti inglesi questo non è ancora accertato; la legge esatta che regola la riflessione sulla superficie del mare, ad esempio, non è ancora conosciuta e quindi non si può dire che la lunghezza d'onda di 3 cm sia peggiore di quella di 10, tenuto conto che nella questione intervengono altri fattori, come la lunghezza degli impulsi e la larghezza della banda.

In questi ultimi tempi si è conseguito un notevole progresso nello stabilire circuiti atti a ridurre « il disturbo di fondo dovuto alle onde marine» in modo che gli echi della nave, per quanto parzialmente occultati, non vengano perduti. Gli apparecchi inglesi incorporano i risulati di tutte queste ricerche.

E' verò che gli effetti oscuranti delle gocce di pioggia aumentano con il diminuire della lunghezza d'onda, ma non diventano più marcati nè la curva si innalza rapidamente se non dopo i 3 cm. Le indagini metereologiche dimostrano inoltre che la pioggia, abbastanza violenta da avere un effetto oscurante, si verifica soltanto in zone di superficie limitata e per breve durata.

Reazione alle burrasche.

Vi è un altro aspetto della questione, e cioè che le grosse navi di linea talvolta preferiscono modificare la rotta per evitare il cattivo tempo e in questo caso la reazione dell'apparecchio radar alle burrasche che vengono incontro è un vantaggio.

La principale risposta alla critica che il sistema da 10 cm è migliore con cattivo tempo è che quando si sente maggiormente la necessità del radar, cioè nella nebbia, il mare è calmo, di modo che gli eventuali svantaggi del sistema da 3 cm in tempo cattivo non influenzano la principale funzione del radar, cioè quella di rendere possibile la navigazione in acque rese impraticabili dalla nebbia.

Le considerazioni che il costo di approntamento dell'attrezzatura radar aumenta in proporzione della frequenza e che la durata dell'attrezzatura è in proporzione inversa della frequenza non hanno un serio fondamento in quanto concorrono molti altri fattori. La durata di un apparecchio radar, la sua immunità da difetti e il suo costo di manutenzione, dipendono in gran parte dalla durata e dalla qualità dei suoi componenti. Vi è ogni buona ragione per credere che tali componenti, costruiti negli stabilimenti inglesi a seguito delle esigenze belliche per l'adattabilità a ogni clima dai Tropici all'Artico, siano i migliori in commercio al giorno d'oggi. Si è sostenuto che il magnetron da 10 cm ha una durata di 3000 ore, in confronto alle 1000 di quello da 3 cm, ma tale tesi non ha alcuna base scientifica e non trova conferma nelle recenti relazioni sulla frequenza dei guasti sulle attrezzature costruite in America.

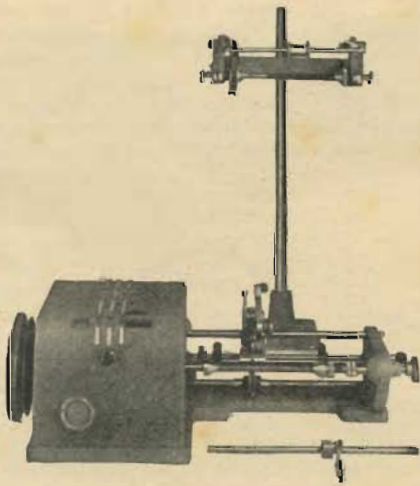
(continua a pag. 398)

La MEGA RADIO

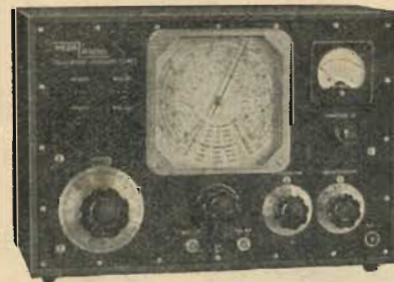
TORINO - Via G. Collegno, 22 - Telefono 77.33.46

MILANO - Via Solari, 15 - Telefono 30.832

Avvolgitrice "Mega III e IV"

(costruita in due nuovissimi modelli)

LINEARE - semplice: Tipo A per avvolgimenti di fili da 0,05 a 1 mm; Tipo B per avvolgimenti di fili da 0.10 a 1.8 mm.

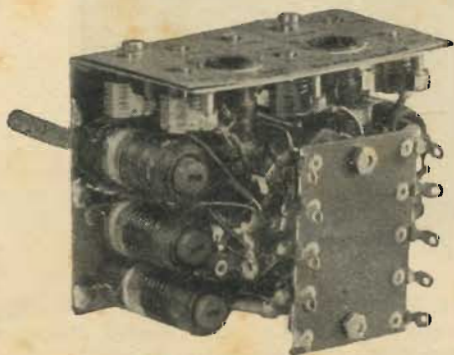
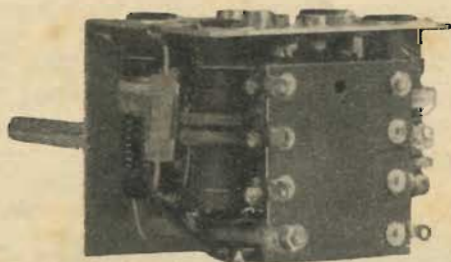
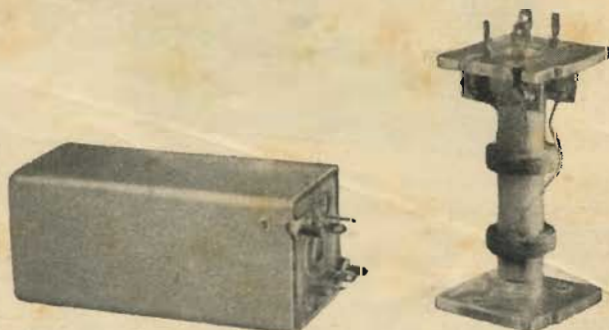
MULTIPLA - lineare e a nido d'ape mediante il «nuovo complesso APEX III°» - possibilità di avvolgimenti a nido d'ape con ogni qualità di filo.

Oscillatore Modulato CL. 465

8 gamme d'onda, con comando a tamburo da 80 Khz a 50 Mhz (6 m).
1 gamma a BANDA ALLARGATA per la MF. (taratura, rilievo curve di selettività, di sensibilità con assoluta precisione).
Taratura individuale «punto per punto».
4 valvole di cui una 955 (ghianda).
Moltiplicatore in fusione, attenuatore calibrato antinduttivo.
Volmetro a valvola incorporata.
Modulazione a 400 periodi.
Dimensioni: mm. 440x300x225.

Analizzatore "MEGA" TC. 18

Strumento di alta precisione ad ampio quadrante, **sensibilità 10.000** per volta.
Assoluta semplicità d'uso essendo - praticamente - aboliti gli spostamenti dei puntali. Il commutatore generale permette di predisporre lo strumento per l'uso richiesto.
Portate Volmetriche: c.c. e c.a.: 3-10-30-100-300-600-1.200.
Portate Amperometriche: c.c. e c.a.: 3 MA - 10 MA - 30 MA - 100 MA - 300 MA - 600 MA - 1.200 MA - 3 A.
Portate Ohmetriche: 5.000 - 50.000 - 500.000 - 5 M
Complessivamente **33 scale,** più un'apposita presa per usare lo strumento come misuratore d'uscita.
Resistenze tarate e stabilizzate, di cui buona parte a filo.

Oscillatore Modulato CB. IV°

6 gamme d'onda da 25 Mhz a 90 Khz (12 ÷ 3100 m)
1 gamma a BANDA ALLARGATAper la taratura della MF
Ampia scala a lettura diretta in Khz, Mhz e metri
Taratura individuale «punto per punto»
Modulazione della R.F. con 4 frequenze diverse 200-400-600-800 perodi
Attenuatore ad impedenza costante
Dimensioni: mm. 280x170x100

La lunghezza della guida d'onda è un'altra questione che sembra abbia creato noie agli utenti, reali o potenziali, del sistema da 3 cm, sulla base che esso richiede una distanza più breve tra l'aereo e la trasmittente di quella richiesta dal sistema da 10 cm e ciò potrebbe essere difficile da sistemare. Tuttavia la differenza non è molto grande e, tenendo conto che stando alla prassi normale, con il sistema da 10 cm si usa un cavo coassiale invece di una guida d'onda; allora il sistema da 3 cm con guida d'onda ha un definito vantaggio in efficienza.

Un altro elemento a favore del sistema da 3 cm è che delle sei ditte americane che costruiscono apparecchi radio di bordo, quattro hanno ora adottato la lunghezza d'onda di 3 cm e da questo risulta hanno ora adottato la lunghezza d'onda di 3 cm.

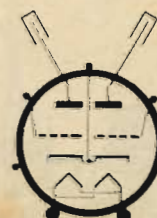
USIB

CARATTERISTICHE DEL TUBO RK34

(VT 224 americano; VT 61 inglese) di Gerardo Gerardi

Il tubo RK 34 è un doppio triodo a riscaldamento indiretto molto indicato in V.H.F. sia come amplificatore, oscillatore e moltiplicatore. In bassa frequenza si presta molto bene ed il suo impiego è consigliato.

Eccone alcuni dati e caratteristiche:

Zoccolo: Tipo a sette piedini grande in isolantite nel tipo americano e in ceramica nel tipo inglese.

Zoccolatura

Rendimento alle diverse frequenze di lavoro: 100% fino a 80 MHz; 75% fino a 120 MHz; 50% a 160 MHz.

Filamento: 6,3 V a 0,8 A.

Capacità (per ciascuna sezione): Griglia-placca 2,7 pF; entrata 1,2 pF; uscita 0,8 pF.

AMPLIFICATRICE DI RADIO FREQUENZA E OSCILLATRICE PUSH-PULL

Condizioni max di lavoro: Placca 300 V; placca 80 mA (due triodi); dissipazione anodica 10 W (due triodi).

Condizioni di lavoro: placca 300 V; griglia 36 V negativi; placca 80 mA; griglia 20 mA; 196 V picco radio frequenza griglia a griglia; pilota 1,8 W; uscita 16 W.

AMPLIFICATRICE DI POTENZA IN BASSA FREQUENZA CLASSE B

Placca	180	300 V
Negativo griglia	6	15 V
Placca in assenza di segnale	30	30 mA
Placca a massimo segnale	70	70 mA
Griglia a massimo segnale	16	12 mA
Picco in entrata griglia a griglia	100	100 V
B.F. pilota	0,7	0,5 W
Carico da placca a placca	6000	10000 Ω
Uscita	7,8	13 W

AMPLIFICATRICE DI POTENZA IN BASSA FREQUENZA CLASSE A

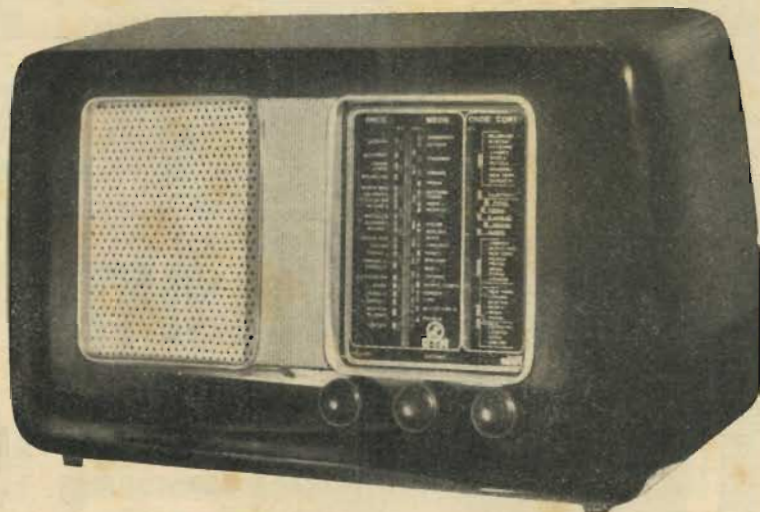
Placca	300	V
Negativo di griglia	16	V
Placca	25	mA
Fattore di amplificazione	13	
Resistenza di placca	2950	Ω
Transconduttanza	4400	μS
Carico	5000	Ω
Uscita	0,8	W

(Condizioni per i due triodi connessi in parallelo).

Fabbrica Apparecchi Radio Elettrici s. r. l.

Sede legale - Fabbrica - Ufficio vendita:

MILANO

Via Marghera 6 B - Tel. 48.23.13

Mod. S 52

Supereterodina a 5 valvole nuova serie S tipo americano - 2 gamme d'onda da 200 a 550 mt. e da 16 a 52 mt. - Controllo automatico di volume - Altoparlante alnico tipo W 5 a grande cono - potenza d'uscita 3 Watt indistorti - alimentazione della rete in c. a. per tutte le tensioni fra 110 e 220 V - mobile di gran lusso laccato nella parte frontale - dimensioni cm. 54 x 31 x 22.

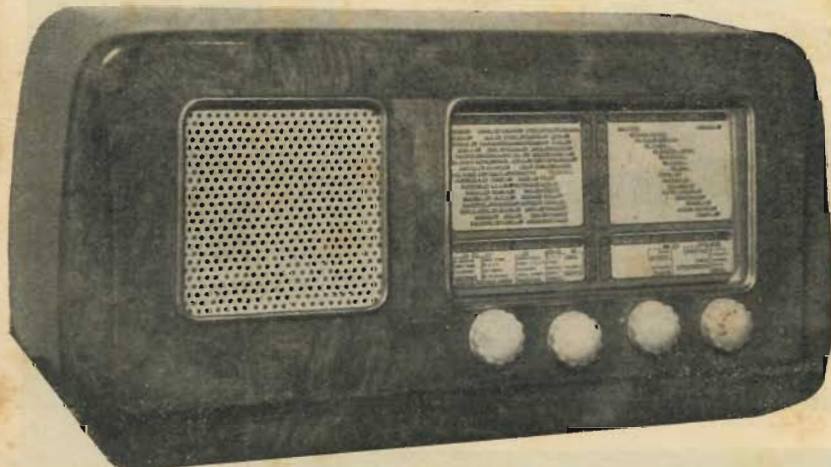
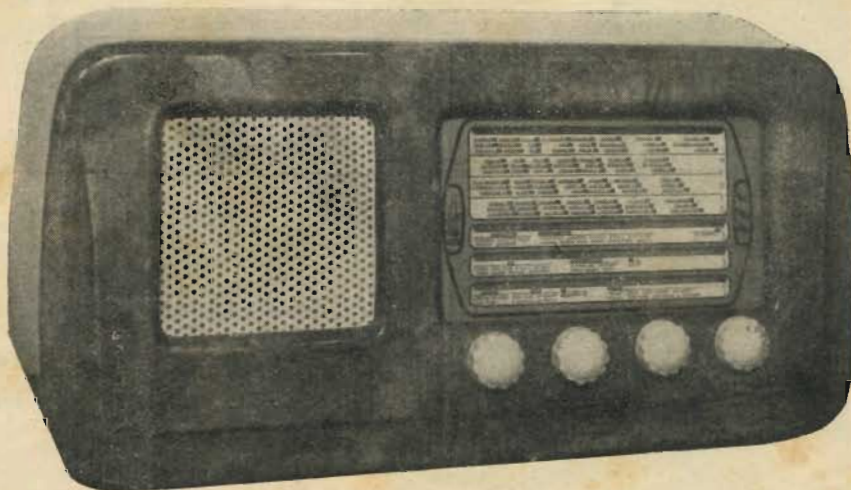
Mod. PERLA

Supereterodina a 5 valvole nuova serie S tipo americano - 2 gamme d'onda da 200 a 550 mt. e da 16 a 52 mt. - Controllo automatico di volume - Altoparlante alnico tipo W 5 a grande cono - Potenza d'uscita 3 Watt indistorti - alimentazione della rete in c. a. per tutte le tensioni fra 110 e 220 V. - Mobile di gran lusso eseguito in radiche pregiate - Dimensioni cm. 54 x 31 x 22.

Mod. EROS

Supereterodina 5 valvole Serie rossa - 4 gamme d'onda:

1) medie	da 200	a 500 mt.	
1) corte	14	22 mt.	
2) corte	22	36 mt.	
3) corte	36	60 mt.	

Controllo automatico di volume - regolatore del tono - Altoparlante alnico tipo W6 - Potenza di uscita 5 W indistorti - Mobile di gran lusso impellicciato.

Mod. DIANA

Supereterodina 5 valvole serie rossa - 4 gamme d'onda:

1) media	da 1600 KHz	a 680
2) medie	580	580
1) corte	16 mt.	38
3) corte	38	52

Controllo automatico di volume - regolatore del tono - Altoparlante alnico tipo W6 - Potenza di uscita 5 W indistorti - Mobile di gran lusso impellicciato.

9 I NOVE PUNTI

DI SUPERIORITÀ DEGLI ALTOPARLANTI MAGNETODINAMICI

IREL

SERIE **PHISABA ELECTRONICS**

E SERIE **CAMBRIDGE**

- **Tutte le parti componenti** gli altoparlanti subiscono prima del montaggio una rigorosa selezione che assicura stabilità di funzionamento e uniformità di produzione, permettendo di costruire per ogni cliente l'altoparlante che ha la frequenza di risonanza, la frenatura, il timbro, adatti alle dimensioni del mobile ed al circuito elettrico.
- **Il magnete** in Alnico V, possiede un'energia specifica (per unità di volume) circa 3 volte maggiore di ogni altra lega, permettendo di raggiungere i più alti rendimenti acustici.
- **Il cono,** è accuratamente scelto e disegnato per il responso acustico richiesto da ogni singolo tipo.
- **La bobina mobile,** leggerissima e robusta, consente un'estensione del registro acuto superiore a quello di un altoparlante normale, assicurando altresì la massima durata dell'unità mobile.
- **Il centrino,** costituito da un tessuto speciale, opportunamente trattato, possiede insieme alla maggiore elasticità, una assoluta indeformabilità, e leggerezza.
- **L'espansione polare** ricavata da un sol pezzo di trafilato magnetico ad altissima permeabilità, contribuisce insieme al magnete, alla superiore sensibilità degli altoparlanti IREL.
- **Il cestello,** in lamiera di ferro speciale assolutamente indeformabile, assicura la perfetta centratura della bobina mobile nel tempo e nelle più disagiate condizioni di funzionamento.
- **L'impermeabilità alla polvere e all'umidità** è completa per la particolare forma del centrino e per l'apposito disegno delle altre parti.
- **Il collaudo** di ogni altoparlante viene minuziosamente e lungamente effettuato, sia per il responso acustico e la sensibilità, che per l'esatto montaggio delle parti e la rifinitura. Ogni unità che sia al disotto del livello prefissato anche in uno solo di questi punti viene inesorabilmente scartata.

IREL

Sede: GENOVA - Via XX Settembre, 31/9 - Tel. 52.271
Filiale: MILANO - Via Ugo Foscolo, 1 - Tel. 897.660

Dove la qualità è la prima esigenza di un progettista, la sua scelta deve cadere su altoparlanti IREL. Essi gli assicureranno anni di ottimo ed immutato funzionamento e la migliore riuscita del ricevitore o amplificatore che ne verrà equipaggiato.

l'antenna
RADIOTECNICA E TECNICA ELETTRONICA

Modulazione positiva e negativa
Trasmissione con e senza componente continua
Livello del nero

dell'ing. Antonio Nicolich

Si pongono a base della presente nota le seguenti definizioni:

— Dicesi *trasmissione positiva* un sistema di trasmissione televisiva tale che ad un aumento (o ad una diminuzione) della intensità luminosa nell'immagine fa corrispondere un aumento (o rispettivamente una diminuzione) della potenza irradiata.

— Dicesi *trasmissione negativa* un sistema di trasmissione televisiva tale che ad un aumento (o ad una diminuzione) dell'intensità luminosa nell'immagine fa corrispondere una diminuzione (o rispettivamente un aumento) della potenza irradiata.

La considerazione del senso di modulazione dipende dalla forma del segnale modulante: se questo è un'oscillazione periodica con due semionde di segno opposto, la modulazione di ampiezza è positiva in corrispondenza delle semionde positive (per un aumento dell'intensità del segnale modulante, si ha un aumento della portante, che raggiunge un'ampiezza doppia se l'oscillazione modulante è sinoidale e la profondità di modulazione è del 100%, e un aumento della potenza irradiata che, nella stessa ipotesi, viene quadruplicata), mentre la modulazione è negativa per le semionde negative (per un aumento dell'intensità del segnale modulante si ha una diminuzione dell'ampiezza della portante e della potenza irradiata, che si riducono entrambi a zero nel caso di profondità di modulazione uguale al 100%); quanto sopra è conseguenza del fatto che le oscillazioni laterali inferiore e superiore hanno uguale ampiezza e sono tra loro in opposizione di fase, le loro fasi essendo tali che la loro somma è nulla rispetto alla fase della portante assunta uguale a zero.

Nella pratica radiofonica essendo i suoni, fenomeni dovuti alle vibrazioni dei corpi e quindi traducibili in oscillazioni elettriche periodiche a carattere ondulatorio, l'unica fonte di modulazione, ci si trova presso a poco nelle condizioni suesposte, ossia i due tipi di modulazione positiva e negativa coesistono alternativamente in quanto ad un aumento nel valore assoluto dell'ampiezza del segnale microfonico corrisponde per una semionda un aumento, e per l'altra semionda una diminuzione della portante e quindi della potenza trasmessa, in dipendenza della fase istantanea del segnale stesso. Se invece il segnale modulante è costituito da una successione di impulsi unidirezionali presentanti valori sempre dello stesso segno, si avrà modulazione positiva quando la sua polarità è tale che la sua ampiezza si sommi all'ampiezza della portante, mentre si avrà modulazione negativa se detta polarità è tale che l'ampiezza si sottragga a quella della portante. In televisione si ha che fare con segnali modulanti del tipo di impulso, ci si trova quindi nelle condizioni testè accennate ed ha perciò luogo la considerazione della convenienza di assumere la modulazione positiva ovvero la modulazione negativa. Per decidere in merito conviene analizzare particolarmente i due sistemi mettendone in rilievo le caratteristiche, i pregi e i difetti relativi.

Modulazione positiva.

Si presenta come la più spontanea e naturale, perchè ad un aumento dell'intensità luminosa fa corrispondere un aumento della potenza irradiata. Essa presenta inoltre le seguenti caratteristiche:

— Al massimo bianco relativo alla massima illuminazione dell'immagine trasmessa, corrisponde la massima ampiezza della portante consentita dal trasmettitore; in questa condizione in cui si raggiunge il 100% della modulazione si pone nel seguito uguale a 1 l'ampiezza della portante.

— Alla minima illuminazione relativa ad un nero dell'immagine da trasmettere, corrisponde un valore ben definito della portante. Questo valore è del 20 o 25 o 30% del massimo a seconda del sistema adottato: è raccomandabile il valore del 25% che verrà senz'altro assunto nel seguito; esso viene raggiunto in corrispondenza del punto più oscuro dell'immagine, ossia in assenza di illuminazione e costituisce la risposta del nerofumo o dell'ombra più densa.

— Dal massimo nero al massimo bianco l'ampiezza della portante varia dal 25 al 100%. In questo intervallo sono compresi tutti i semitoni dovuti al chiaroscuro o contrasto dell'immagine, dalle più lievi sfumature luminose allo sfolgorio dei punti più brillanti.

— La variazione della portante dal 25% a zero è riservata ai segnali di sincronismo che vengono così a trovarsi in una regione ultranera; è per questa ragione che è invalso l'uso della locuzione assai espressiva per cui il segnale sincronizzante è « più nero del nero ». Dunque la portante si riduce a zero ad ogni impulso di linea e ad ogni impulso di quadro, che si verificano alla fine dell'esplorazione di ciascuna linea, rispettivamente di ciascun quadro.

L'andamento dell'inviluppo di una portante modulata positivamente in ampiezza è quello mostrato in fig. 1.

Modulazione negativa.

Le caratteristiche principali di questo tipo di modulazione sono le seguenti:

— Al massimo bianco relativo alla massima illuminazione dell'immagine da trasmettere corrisponde il valore minimo della portante, che viene ridotta praticamente a zero; in questa condizione si raggiunge il 100% di modulazione.

— Al massimo nero relativo alla minima illuminazione dell'immagine da trasmettere corrisponde un valore ben definito della portante. Questo valore è dell'80% o 75 o 70% del massimo a seconda del sistema adottato; è raccomandabile il valore del 75% che viene senz'altro assunto nel seguito. Esso viene raggiunto in corrispondenza del punto più oscuro dell'immagine, ossia in assenza di illuminazione e costituisce la risposta del nerofumo o dell'ombra più densa.

— Dal massimo bianco al massimo nero l'ampiezza della portante varia da zero al 75%; quest'intervallo comprende tutti i semitoni dovuti al chiaroscuro, o contrasto dell'immagine.

— La variazione della portante dal 75 al 100% è riservata ai segnali di sincronismo che, analogamente al caso della modulazione positiva, giacciono in una regione ultranera e sono quindi

Fig. 1. - *Portante modulata positivamente in ampiezza.*

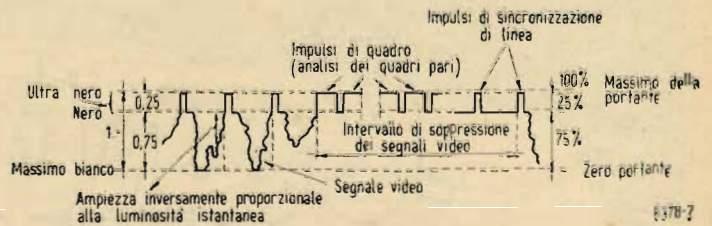



Fig. 2. - *Portante modulata negativamente in ampiezza.*

« più neri del nero ». Dunque la portante raggiunge il suo massimo valore, che si assume uguale a 1, ossia il 100% dell'ampiezza massima consentita dal trasmettitore, in corrispondenza di ogni impulso sincronizzante di linea o di quadro, che si verificano alla fine dell'esplorazione di ciascuna linea, rispettivamente di ciascun quadro.

L'andamento dell'inviluppo di una portante modulata negativamente in ampiezza è quello mostrato in fig. 2.

Dal confronto delle fig. 1 e 2 appare che i due tipi di modulazione possono essere ottenuti l'uno dall'altro per rotazione di 180° della figura e per successiva riflessione, ossia una modulazione è l'immagine speculare dell'altra capovolta, o infine il grafico di una modulazione si ottiene dal grafico dell'altra operando un ribaltamento di 180° intorno all'asse corrispondente alla portante zero.

Prima di procedere nell'analisi dei rispettivi vantaggi e svantaggi dei due suddetti sistemi di modulazione, è necessario introdurre i concetti di trasmissione con e senza componente continua: ciò per ambientare il lettore alle effettive condizioni di applicazione della modulazione in televisione.

Trasmissione dei segnali alternati senza componente continua.

Nelle prime trasmissioni di televisione era in uso di modulare la portante col solo segnale alternativo derivante dall'analisi dell'immagine, accompagnato dai segnali di sincronismo, senza riguardo alla luminosità media del quadro. In tal modo l'ampiezza della portante viene a variare istantaneamente in funzione dell'intensità luminosa, assumendo valori da zero ad una volta e mezza il valore che le compete in assenza di modulazione, quando questa varia da 0 al 100% se si impiega modulazione negativa.

La fig. 3 rappresenta le condizioni di lavoro dello stadio finale di un trasmettitore per soli segnali alternati, modulato positivamente (ai segnali di sincronismo corrisponde il minimo valore della portante) in corrispondenza di un segnale tutto bianco e di un successivo segnale tutto nero tranne una piccola area bianca. In fig. 3 si sono riportate nel sistema di assi di origine 0 in ascisse il tempo, in ordinate la corrente anodica dello stadio finale del trasmettitore; mentre si sono riportate nel sistema di assi di origine 0' in ascisse le tensioni di griglia e in ordinate ancora la corrente anodica; si è assunto la retta *a* come asse di riferimento per i segnali, ottenuta in corrispondenza della portante non modulata.

Dalla figura appare che: *a*) l'ampiezza istantanea della portante modulata è funzione dell'intensità del segnale, ossia della luminosità del quadro.

b) Assunto uguale a 1 l'ampiezza di entrambi i segnali, è necessario disporre di una caratteristica in uscita che consenta l'amplificazione indistorta di un'intensità pari a 1,5, ciò che impone di sfruttare solo parzialmente la potenza del trasmettitore.

c) Essendo i segnali di sincronismo riprodotti a differenti altezze, per assicurare un'ampiezza costante ad essi in uscita, è necessario sfruttare esclusivamente il tratto rettilineo della caratteristica del trasmettitore, mentre il tratto curvo inferiore dovrà essere eliminato, ciò che conduce a nuova diminuzione di prestazione utile del trasmettitore.

Analoghi rilievi possono essere dedotti dalla fig. 4 che rappresenta la stessa situazione di lavoro di fig. 3 quando però si pratichi la modulazione negativa anzichè la positiva. Nel caso di fig. 4 è il ginocchio superiore che non può essere sfruttato per l'amplificazione dei segnali di sincronismo. Si intende che tanto in fig. 3 quanto in fig. 4 non potrà essere sfruttate il ginocchio (rispettivamente superiore ed inferiore) corrispondente ai picchi di segnale video, per evidenti ragioni di evitare distorsioni del segnale riprodotto.

Con la trasmissione dei soli segnali alternati gli impulsi di sincronizzazione e i segnali video si spostano sulla caratteristica del trasmettitore in dipendenza delle variazioni di posizione rispetto all'asse *a* di riferimento: queste variazioni sono funzione della forma e dell'intensità del segnale. Per questa ragione, come si è già detto, per la trasmissione di un segnale di ampiezza 1, è necessario disporre di un trasmettitore che ammetta un tratto rettilineo della sua caratteristica per un'ampiezza di 1,5 di tensione, ciò corrisponde ad una riduzione di potenza utile nel rapporto di $1/1{,}5^2 = 0{,}445$.

Trasmissione con componente continua.

Si istituisca una graduatoria per le intensità luminose del quadro da trasmettere. Si faccia corrispondere lo zero al massimo

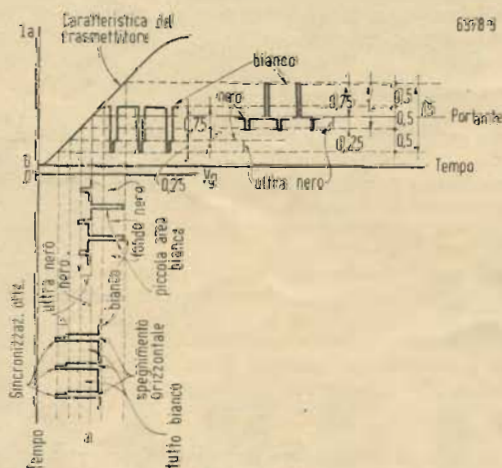



Fig. 3. - *Trasmissione senza componente continua, con modulazione positiva, di un segnale tutto bianco e di un segnale tutto nero salvo una piccola area bianca.*

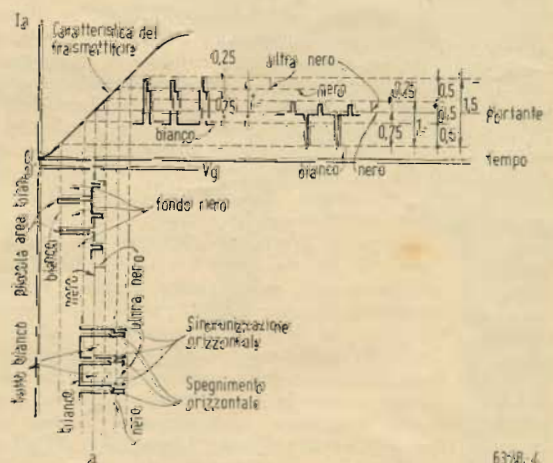



Fig. 4. - *Trasmissione senza componente continua, con modulazione negativa, di un segnale tutto bianco e di un segnale tutto nero salvo una piccola area bianca.*

nero (assenza di luce) e l'unità al massimo bianco (massima luce); tutti i mezzi toni risultano così definiti da un numero positivo minore di 1, che si può chiamare indice di luminosità; questo indice è variabile in modo continuo da zero ad 1. Il caso di un'immagine che presenti tutte le gradazioni di luminosità dal massimo nero al massimo bianco, è da considerarsi eccezionale. Normalmente (specie per scene riprese negli studi televisivi) la luminosità varia entro limiti assai più ristretti, in conformità all'illuminazione media del quadro. Così ad es. una scena ripresa all'aperto con cielo molto nuvoloso presenterà una illuminazione media molto minore di quella che lo stesso ambiente presenterebbe quando il sole vi risplendesse pienamente. Accanto alla illuminazione media conviene considerare il *contrasto*, ossia il rapporto tra gli indici di luminosità più alto e più basso presentati dal quadro in corrispondenza dei suoi punti più brillante e più oscuro. Il dispositivo scandente in trasmissione è sensibile alle variazioni di luce, ma non ai valori assoluti di questa; in conseguenza la corrente fotoelettrica generata nell'analisi risulta uguale per due scene aventi lo stesso contrasto, anche se gli indici medi di luminosità sono assai diversi.

Es.: la prima scena presenta un punto di massima luce cui compete l'indice 0,9, e un punto di minima luce cui compete l'indice 0.45, l'illuminazione media è perciò 0,675 ed il contrasto vale 0.9/0.45 = 2; la seconda scena presenti analogamente gli indici 0.5 e 0.25, quindi l'illuminazione media di 0.375 ed il contrasto di 0.5/0,25 = 2. Orbene il segnale ricavato dall'iconoscopio è uguale per le due scene che hanno lo stesso contrasto 2, ma illuminazioni rispettivamente di 0.675 e 0.375; si avrebbe dunque la stessa intensità di modulazione e in ricezione la luminosità del quadro sarebbe identica nei due casi, ciò che costituisce un grave inconveniente come è facile a comprendersi. Per ovviare ad esso l'utente in ricezione è costretto ad agire continuamente sul regolatore di volume per ristabilire il giusto livello medio di luminosità ed è evidente che l'operazione, essendo soggettiva, e mancando le necessarie informazioni all'utente, oltre a riuscire penosa, non sarà mai soddisfacente.

Da quanto precede appare manifesta la necessità di tener conto in trasmissione ed in ricezione della luminosità media della scena.

In trasmissione si provvede ad aggiungere al segnale alternato derivante dall'analisi del quadro, una componente continua corrispondente all'illuminazione media, per modo che se la scena, per un dato contrasto, è molto chiara, il segnale modulante abbia un'ampiezza notevole, mentre se la scena è scarsamente illuminata, a parità di contrasto, il segnale modulante abbia un'ampiezza modesta. La componente continua sarà nulla in assenza di illuminazione (indice di luminosità = 0); quando cioè si trasmettono solo i segnali di sincronizzazione, mentre avrà un'ampiezza pari al 75% della massima portante consentita dal trasmettitore, in corrispondenza della più forte brillantezza ammissibile dell'immagine (indice di luminosità = 1). Il valore della componente continua determina l'altezza del piedestallo o livello relativo del nero, in quanto misura la distanza del segnale video medio dall'inizio dei segnali di sincronismo, livello che separa la regione completamente buia dalla regione illuminata. Nella trasmissione con componente continua il nero viene trasmesso ad un livello costante (livello assoluto) determinato dal potenziale base di griglia dello stadio finale del trasmettitore, tale che esso livello corrisponde alla portante zero se si pratica la modulazione positiva, ovvero al 100% della portante se si pratica la modulazione negativa.

Le figg. 5 e 6 si riferiscono alla trasmissione con componente continua degli stessi segnali delle figg. 3 e 4 alle quali sono correlative.

Dall'esame delle figg. 5 e 6 si deduce che con l'adozione della componente continua:

a) L'ampiezza della portante acquista un significato preciso ed è definito dal valore della c.c., o altezza del piedestallo.

b) Assunto uguale a 1 l'ampiezza di entrambi i segnali, è sufficiente disporre di un trasmettitore la cui caratteristica consenta l'amplificazione indistorta di una tensione pure uguale a 1, per cui la potenza del trasmettitore è pienamente sfruttabile. Nei confronti della trasmissione senza componente continua (fig. 3) si ha ora un guadagno di tensione del 50%, pari a un guadagno di potenza di uscita nel rapporto di $(15/10)^2 = 2,25$. Si noti che tale aumento di potenza è ottenuto senza aumentare il campo di interferenza del trasmettitore, in quanto la potenza irradiata è sempre la stessa, ma è meglio utilizzata coll'introduzione della componente continua.

c) Essendo i segnali di sincronismo riprodotti ad un livello indipendente dalla forma e intensità del segnale, è possibile sfruttare anche il corrispondente tratto curvo della caratteristica del trasmettitore (ginocchio inferiore nel caso di modulazione positiva fig. 5; ginocchio superiore nel caso di modulazione negativa fig. 6). Dovendo però in ogni caso l'ampiezza dei segnali di sincronismo in uscita essere pari allo 0.25% della massima portante, si dovrà provvedere una maggior amplificazione per essi negli stadii precedenti quello finale. Con ciò si ottiene un guadagno nella tensione di uscita del 25% pari ad un aumento della potenza effettiva del 50%. In totale l'incremento di potenza di uscita consentita dalla componente continua è teoricamente di 2,75 volte.

L'amplificazione dei segnali video, di sincronismo e la regolazione della componente continua vengono eseguite indipendentemente, per cui è facile provvedere ai giusti livelli di questi tre elementi, prima di combinarli insieme per costituire il segnale totale.

Qualunque sia l'altezza del piedestallo, il nero nel caso di modulazione negativa viene sempre emesso ad un livello costante; pertanto una scena di illuminazione media corrispondente all'indice 0,8 si presenterà come il grafico a sinistra di fig. 7, mentre una scena scarsamente illuminata con indice uguale a 0.3, si presenterà come il grafico a destra della stessa figura.

Se in fig. 5 si assume la retta *a* come asse di riferimento di livello zero, si osserva che un aumento del piedestallo o del segnale video provoca un aumento della potenza di uscita, mentre un eventuale aumento dei segnali di sincronismo provoca una diminuzione della stessa. Dunque la trasmissione è positiva per il segnale video e negativa per gli impulsi di sincronizzazione. Ciò si suole esprimere dicendo che la modulazione è in più per il video e in meno per la sincronizzazione.

Viceversa dalla fig. 6, assunto l'asse *a* come livello zero di riferimento, si deduce che la modulazione è in meno (trasmissione negativa) per il segnale video, mentre è in più (trasmissione positiva) per i segnali di sincronismo. Tuttavia, per eliminare possibilità di equivoco, la polarità della trasmissione viene riferita al segnale video, come al più importante agli effetti della radiodiffusione delle immagini.

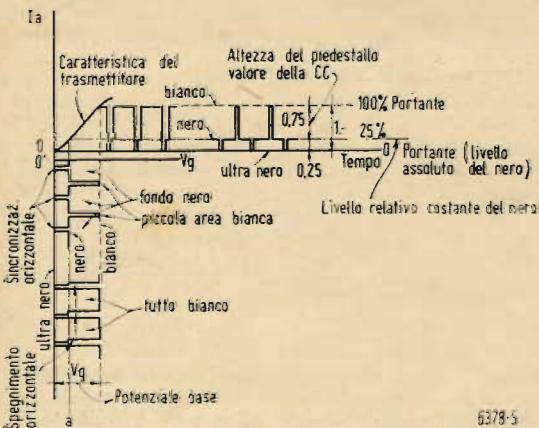



Fig. 5. - *Trasmissione con componente continua, con modulazione positiva (100 %) di un segnale tutto bianco e di un segnale tutto nero salvo una piccola area bianca (come figura 3, ma con l'inserzione della C. C.)*

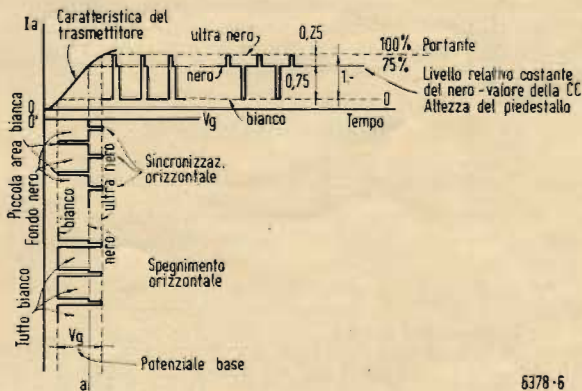



Fig. 6. - *Trasmissione con componente continua, con modulazione negativa (100 %) di un segnale tutto bianco e di un segnale tutto nero salvo una piccola area bianca. (Come figura 4, ma con l'inserzione della C. C.)*

Per effettuare la trasmissione della componente continua è necessario:

a) Rettificare il segnale video dal lato del nero per mezzo di un diodo.

b) Aggiungere al potenziale base di griglia dello stadio modulatore la tensione così rettificata in più o in meno a seconda della polarità adottata per la trasmissione. In tal modo il nero viene riprodotto ad un livello costante; l'altezza del piedestallo si conta a partire da tale livello ed è prporzionale all'intensità del segnale video.

c) L'accoppiamento fra il modulatore e lo stadio modulato a R.F. del trasmettitore deve essere diretto, cioè senza l'interposizione di un condensatore, per conservare la componente continua. Ciò comporta che la tensione di placca del modulatore coincida col potenziale base dello stadio finale a R.F.; è quindi necessario disporre di un alimentatore anodico separato per il modulatore affinchè questo abbia la necessaria tensione.

In ricezione la componente continua viene addotta al cinescopio collegando direttamente il suo elettrodo di controllo alla placca del diodo rivelatore e omettendo la polarizzazione fissa del cinescopio se questo funziona col negativo della tensione di alimentazione a massa. Questo procedimento presenta l'inconveniente di non fornire una tensione sufficiente per pilotare il cinescopio; inoltre poichè la polarizzazione è fornita dal segnale rettificato, in assenza di segnale video il cinescopio rimane non polarizzato, quindi la corrente del suo raggio può salire a valori pericolosi, che compromettono l'esistenza del tubo stesso; infine il sistema non è applicabile per modulazione negativa, perchè corrispondendo, con essa, la portante zero al massimo bianco, la regolazione del contrasto agisce sulle parti scure, mentre quelle bianche rimangono costanti con evidente alterazione del chiaroscuro originale. In ricezione è necessario, come or ora constatato, far seguire degli stadi di B.F. video al 2° rivelatore; se tale amplificatore è del tipo a resistenza e capacità la componente continua viene eliminata. Si deve provvedere al suo ripristino in modo che arrivi fino al cinescopio e precisamente venga applicata tra l'elettrodo di controllo del raggio e il catodo di questo tubo. Un metodo per ricostruire la componente continua è quello parallelo al caso della trasmissione, ossia di provvedere a rettificare il segnale video e di aggiungere la componente continua risultante dalla rivelazione al potenziale base di polarizzazione del cinescopio, polarizzazione che si sceglie in modo che il raggio del cinescopio risulti interdetto in corrispondenza dei segnali di sincronismo; è facile arguire che in simili condizioni, in assenza di segnale video, la corrente del raggio è nulla, ciò che protegge il tubo e ne aumenta la durata. Un altro metodo è quello di accoppiare l'elettrodo di controllo del tubo ricevente (provvisto di potenziale base) alla placca di uno stadio autopolarizzato per corrente di griglia proporzionalmente all'intensità del segnale video; anche in questo caso il raggio del cinescopio risulta interdetto in assenza di segnale video; un aumento del contrasto provoca un aumento dello splendore dell'immagine riprodotta proporzionale al primo.

Con l'adozione del sistema di trasmissione con componente continua si ha in ricezione un aumento della tensione di uscita del 50% per ragioni analoghe a quelle addotte in trasmissione. Poichè i valori dei mezzi toni dell'immagine sono rappresentati al ricevitore da tensioni ben definite in M.F. è possibile l'uso di circuiti limitatori, che risultano assai efficaci nella riduzione dell'effetto dei disturbi prodotti dai motori a scoppio sull'immagine e sul sincronismo.

In conclusione la trasmissione della componente continua migliora la stabilità dei trasmettitori, permette un aumento della potenza utile irradiata e della tensione di uscita nel sistema di M.F. nel ricevitore senza provocare sovraccarico, consente l'impiego di limitatori in ricezione utili per la riduzione dei disturbi, permette di riprodurre la scena col suo giusto valore di illuminazione media. Per tutte queste ragioni le trasmissioni televisive si fanno oggi universalmente col sistema della componente continua.

Ora che si è introdotto il concetto di trasmissione con componente continua, si può riprendere l'argomento della polarità della modulazione ed esaminare i rispettivi comportamenti dei due tipi nei riguardi della potenza utile irradiata, degli effetti dell'interferenza, della stabilità, del sovraccarico e del c.a.v. in ricezione.

a) *Potenza irradiata*:

Si assuma per es. il sistema di trasmissione corrispondente allo standard RMA (Radio Manifacturer's Association) americano caratterizzato da: 441 linee; analisi verticale interlacciata, frequenza di quadro 30; frequenza di sincronizzazione verticale 60 Hz; impulso di sincronizzazione verticale della durata di 3 volte il periodo di linea; impulsi egualizzatori a frequenza doppia di quella di linea intercalati nell'impulso di sincronizzazione verticale e mantenuti per un intervallo di tempo di 3 linee prima e dopo di questo; impulso di soppressione verticale della durata complessiva di 16,5 linee.

Nel caso di modulazione positiva il segnale trasmesso si presenta come in fig. 8; mentre nel caso di modulazione negativa il segnale assume l'aspetto di fig. 9. Si tenga presente che lo Standard RMA reale addotta la modulazione negativa corrispondente alla fig. 9, mentre il caso di fig. 8 è qui assunto puramente a titolo di confronto.

La dissipazione anodica dello stadio finale dell'amplificatore di potenza del trasmettitore è proporzionale al quadrato delle ordinate rappresentative delle tensioni dell'onda trasmessa e al tempo in cui perdura l'onda stessa. Si assume per semplicità $H = 1$, il che equivale a scegliere la scala dei tempi in modo tale che il periodo di linea rappresenti l'unità di tempo.

Colla trasmissione positiva si ha la maggior dissipazione anodica in corrispondenza di un segnale tutto bianco di immagine la cui rappresentazione corrisponde al grafico compreso tra le verticali *a-b* in fig. 8. Il computo delle dissipazioni si effettua come segue:

Segnale compreso fra le verticali *a-b*:

$0{,}84 \times 1^2 = 0{,}840$

$0{,}08 \times 0{,}25^2 = 0{,}005$

Totale in *a-b* 0,845

— Segnale compreso tra le verticali *b-c*:

$0{,}46 \times 0{,}25^2 \times 6 = 0{,}01725$

— Segnale compreso tra le verticali *c-d*:

$0{,}04 \times 0{,}25^2 \times 6 = 0{,}150$

— Segnale compreso tra le verticali *d-e* (come in *b-c*):

$0{,}46 \times 0{,}25^2 \times 6 = 0{,}01725$

— Segnale compreso fra le verticali *e-f*:

$0{,}92 \times 0{,}25^2 \times 7 = 0{,}4025$.

Ricordando che nel sistema di analisi interlacciata si hanno due impulsi di soppressione verticale in ogni immagine completa in corrispondenza delle due analisi parziali dei quadri su linee pari, rispettivamente dispari, si deduce che per ogni esplorazione dell'immagine completa tutta bianca si presentano 407 linee come quella compresa fra la verticale *a-b*, mentre le situazioni fra le verticali *b-c*, *c-d*, *d-e*, *e-f* si ripetono due volte. Si è così in grado di calcolare la dissipazione totale di potenza valutando la somma

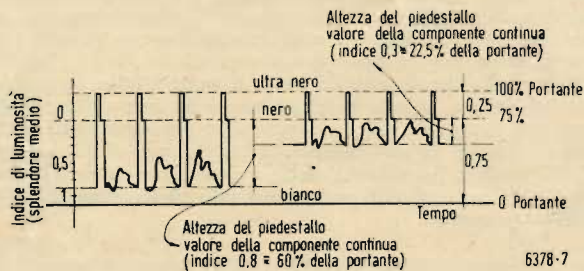



Fig. 7. - *Regolazione dell'altezza del piedestallo in funzione dello splendore medio dell'immagine.*

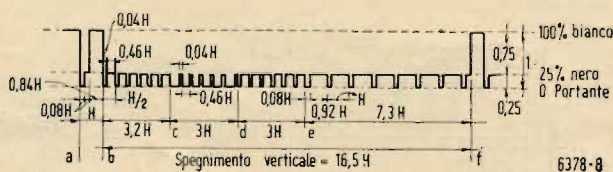



Fig. 8. - *Standard R. M. A. con modulazione positiva - segnale tutto bianco in a-b; impulsi egualizzatori in b-c e in d-e; impulsi di sincronizzazione verticale intagliati cogli impulsi egualizzatori in c-d; H = periodo di linea.*

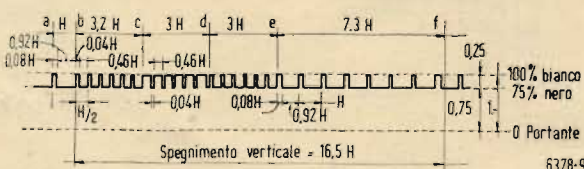



Fig. 9. - *Standard R M A con modulazione negativa (S.U.A.); segnale tutto nero in a-b; altri segnali come in fig. 8.*

delle singole dissipazioni che si verificano nel tempo, ad ogni ciclo completo di analisi:

Dissipazione	*a-b*:	0.845	×	407	=	343,9150
»	*b-c*:	0,01725	×	2	=	0,0345
»	*c-d*:	0,0150	×	2	=	0.0300
»	*d-e*:	0,01725	×	2	=	0,0345
»	*e-f*:	0,4025	×	2	=	0,8050
Dissipazione totale per trasmiss. positiva						344,8190

Procedendo analogamente nel caso della trasmissione negativa, per la quale la condizione di massima dissipazione di placca si ha per un segnale tutto nero, considerando la fig. 9 si ottiene:

— Segnale compreso fra le verticali *a-b*:
$0.08 \times 1^2 = 0.0800$
$0.84 \times 0.75^2 = 0.5176$

Totale in *a-b* 0,5976

— Segnale compreso tra le verticali *b-c*:
$0.04 \times 1^2 \times 6 = 0,2400$
$0.46 \times 0,75^2 \times 6 = 1,5525$

Totale in *b-c* 1,7925

— Segnale compreso tra le verticali *c-d*:
$0,46 \times 1^2 \times 6 = 2,7600$
$0,04 \times 0,75^2 \times 6 = 0,1350$

Totale in *c-d* 2,8950

— Segnale compreso tra le verticali *d-e* (come in *b-c*):
Totale in *d-e* 1,7925

— Segnale compreso tra le verticali *e-f*:
$0,08 \times 1^2 \times 8 = 0,6490$
$0.92 \times 0,75^2 \times 7 = 0,3622$

Totale in *e-f* 1.0022

Per le stesse ragioni dette nel caso precedente si perviene alla seguente dissipazione totale:

Dissipazione in	*a-b*	0,5976	×	407	=	243,2232
»	» *b-c* e *d-e*	1,7925	×	4	=	7,1700
»	» *c-d*	2,895	×	2	=	5,7900
»	» *e-f*	1,0022	×	2	=	2,0044
Dissipazione totale per trasmiss. negativa						258.1876

Dunque il confronto tra i due tipi di trasmissione si risolve in netto favore della trasmissione negativa in quanto presenta una dissipazione anodica massima pari a 258,18/344,82 = ~ 0,75 volte quella che si verifica nel caso di trasmissione positiva; in altre parole col primo sistema si ottiene un aumento di potenza utile del 25% rispetto al secondo sistema, essendo diminuite di altrettanto le dissipazioni nello stadio finale dell'amplificatore di uscita.

b) *Effetto dell'interferenza dovuta ai disturbi in ricezione*:

Se il segnale all'ingresso del ricevitore è molto intenso, per cui l'ampiezza del picco del disturbo interferfente lo supera di poco, la ricezione è ugualmente soddisfacente con entrambi i tipi di modulazione. Se invece il segnale utile è debole e viene largamente superato dal disturbo, il picco di quest'ultimo, nel caso di modulazione negativa, raggiunge e oltrepassa il livello del nero distruggendo la sincronizzazione più facilmente che nel caso della modulazione positiva. Con quest'ultima, per contro l'immagine è assai più disturbata che con la negativa; infatti nel primo caso l'interferenza si manifesta con macchie bianche brillanti e con punteggiature sparse per tutto il quadro, tali macchie e punti appaiono di dimensioni molto maggiori del diametro del normale pennello scandente, a motivo dello sfocamento del raggio operato dal disturbo stesso. Nel secondo caso, ossia colla modulazione negativa, il disturbo appare sul quadro in forma di macchie nere e, se il segnale interferente è molto intenso, supera il livello del nero, quindi interessando la regione ultranera non produce alcun effetto sull'immagine essendo invisibile, ma per la stessa ragione il disturbo distrugge come si è detto, il sincronismo: conseguentemente l'immagine sfugge completamente o diventa irriconoscibile. Dotando il ricevitore di opportuni circuiti limitatori è possibile ovviare ai dannosi effetti dell'interferenza sia sull'immagine, sia sulla sincronizzazione.

In conclusione nei riguardi dell'interferenza la modulazione positiva (e quindi la trasmissione omonima) presenta buona stabilità, ma l'immagine è deturpata da segni bianchi; la modulazione negativa fornisce un quadro solcato scarsamente da segni neri abbastanza accettabili, ma presenta il pericolo della distruzione dell'immagine per la perdita del sincronismo. Si deve perciò accordare un lieve motivo di preferenza alla modulazione positiva, se non si vogliono complicare i ricevitori coi circuiti limitatori cui si è accennato.

c) *Stabilità della ricezione alle variazioni della tensione della linea di alimentazione*:

Sotto questo riguardo i due sistemi di trasmissione si equivalgono completamente, come è risultato da una lunga ed accurata serie di esperienze eseguite in America.

d) *Sovraccarico del ricevitore*:

Aumentando gradatamente il segnale fino ad ottenere un'immagine distorta, si è riscontrato che l'ampiezza del segnale per la quale la ricezione non è più soddisfacente, è la medesima per entrambe le polarità di trasmissione.

e) *Controllo automatico di volume in ricezione*:

Nel caso di trasmissione con componente continua la modulazione negativa consente un sistema di c.a.v. assai semplice, perchè la tensione di controllo viene computata a partire dai picchi degli impulsi di sincronismo, ossia dal 100% della portante.

Con la modulazione positiva il problema del c.a.v. presenta difficoltà, perchè la tensione di controllo deve essere ricavata dal segnale corrispondente al livello del nero al 25% della portante: ciò comporta una certa complicazione nei circuiti del ricevitore e costituisce un argomento in contrario alla modulazione positiva.

Dalla considerazione del guadagno di potenza dimostrato in *a*) e della semplicità del c.a.v. di cui si è detto in *e*), i tecnici americani hanno adottato il sistema di trasmissione negativa. I tecnici europei, per contro, hanno adottato il sistema di trasmissione positiva senza possedere un argomento convincente, che ne giustifichi la scelta del resto non definitiva. Infatti la E.M.I. di Londra annuncia che nel suo nuovo sistema di trasmissione a 605 linee, in via di messa a punto, sarà adotatta la modulazione negativa: tale sistema dovrà prossimamente sostituire integralmente quello attuale a 405 linee funzionante con modulazione positiva.

In Italia il C.N.T.T. (Comitato Nazionale Tecnico di Televisione) aveva stabilito di assumere, per la televisione italiana, la trasmissione positiva, seguendo l'attuale orientamento europeo, giustificato dagli ottimi risultati conseguiti e dalla notevole esperienza acquisita dai tecnici di tutti i paesi in questo campo, senonchè la considerazione dell'« intercarrier system » (nuovo sistema televisivo, venuto recentemente in auge in America, il quale acconsente una notevole economia riducendo di un terzo il costo dei ricevitori) richiedente la modulazione negativa video e di frequenza per il suono, ha fatto ritornare i tecnici del C.N.T.T. sulla questione della polarità della modulazione video.

Una decisione definitiva in proposito verrà assunta in una delle prossime laboriose sedute tecniche in sede C.N.T.T. dopo che sarà stato vagliato esaurientemente anche il problema posto dal modernissimo sistema intercarrier. ★

CONNESSIONI ALLO ZOCCOLO DEI TUBI RICEVENTI DI TIPO AMERICANO

a cura di Raoul Biancheri

Questa tabella è particolarmente indicata a chi facendo uso del cercatore di segnali, « Signal Tracer » ha bisogno di celermente individuare gli elettrodi delle valvole in esame; comunque ogni radioriparatore ha riassunto in questa tabella una celere guida per l'ispezione delle valvole. Sono qui riassunte tutte le valvole di tipo americano, dai tipi più vecchi a quelli più recenti. Si rammenta che per i tipi « Octal » la numerazione dei piedini va computata nel seguente modo:

Zoccolo visto di sotto, in senso orario partendo dalla chiavetta di centratura.

Per le valvole non octal la numerazione *ha sempre senso orario*, per il tipo vecchio (22 - 24 - 27 30 - 31 - 32 ecc.) il numero 1 è un capo del filamento e l'ultimo numero è l'altro capo del filamento, per il tipo « Miniature » si inizia il computo *dal piedino che segue la maggior spaziatura.*

Elenco dei simboli usati nelle tabelle

EC = elettrodo di controllo
F = filamento
F_c = centro del filamento
G = griglia
e = esodo
G_i = griglia ingresso
G_p = griglia pentodo
G_t = griglia triodo
K = catodo
CI = connessione interna
K_d = catodo diodo
K_p = catodo pentodo
P = placca
P_d = placca pentodo
P_p = lacca diodo
P_e = placca esodo
P_i = placca d'ingresso
P_u = placca d'uscita
S = schermo
S_{fl} = schermo fluorescente

TIPO	USO	Cappellotto	1	2	3	4	5	6	7	8
O1A	Triodo amplificatore e rivelatore	—	F	P	G	F	—	—	—	—
OZ4	Rettificatore biplacca (a gas)	—	S	—	P_2	—	P_1	—	—	K
1A3	Diodo rettificatore di RF	—	F	P	K	—	CI	P	F	—
1A4P	Pentodo amplificatore RF a *mu* variabile .	G_1	F	P	G_2	F	—	—	—	—
1A5	Pentodo amplificatore di potenza	—	S	F	P	G_2	G_1	—	F,G_3	—
1A6	Convertitore pentagriglia	G_4	F	P	G_2	G_1	$G_{3,5}$	F	—	—
1A7	Convertitore pentagriglia	G_4	—	F	P	$G_{3,5}$	G_1	G_2	F	
1B4P	Pentodo amplificatore di RF	G_1	F	P	G_2	F	—		—	—
1B5 25S	Doppio diodo-triodo	—	F	P	P_{d2}	P_{d1}	G	F	—	—
1B7	Convertitore pentagriglia	G_4	—	F	P	$G_{3,5}$	G_1	G_2	F	—
1C5	Pentodo amplificatore di potenza	—	S	F	P	G_2	G_1	—	F,G_3	—
1C6	Convertitore pentagriglia	G_4	F	P	G_2	G_1	$G_{3,5}$	F	—	—
1C7	Convertitore pentagriglia	G_4	—	F	P	$G_{3,5}$	G_1	G_2	F	—
1D5-GP	Pentodo amplificatore a *mu* variabile . .	G_1	—	F	P	G_2	—	—	F,G_3	—
1D5	Tetrodo amplificatore RF a *mu* variabile .	G_1	S	F	P	G_2	—	—	F	—
1D7	Convertitore pentagriglia	G_4	—	F	P	$G_{3,5}$	G_1	G_2	F	—
1D8	Diodo - triodo - pentodo	G_t	—	F	P	G_2	G_1	P_t	F,G_3	P_d
1E4	Triodo amplificatore	—	S	F	P	—	G	—	F	—
1E5-GP	Pentodo amplificatore di RF	G_1	—	F	P	G_2	—	—	F,G_3	—
1E7	Doppio pentodo amplificatore di potenza .	—	—	F	P_{p2}	G_{1p2}	G_{1p1}	P_{p1}	F,G_3	G_2
1F4	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_1	G_2	F,G_3	—	—	—
1F5	Pentodo amplificatore di potenza	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F,G_3	—
1F7-GV	Doppio diodo-pentodo	G_1	—	F	P	P_{d2}	P_{d1}	G_2	F,G_3	—
1G4	Triodo amplificatore	—	S	F	P	—	G	—	F	—
1G5	Pentodo amplificatore di potenza	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F,G_3	—
1G6	Doppio triodo amplificatore	—	—	F	P_2	G_{t2}	G_{t1}	P_1	F	—
1H4	Triodo amplificatore e rivelatore	—	—	F	P	—	G	—	F	—
1H5	Diodo - triodo - ad alto *mu*	G	S	F	P	—	P_d	—	F	—
1H6	Doppio diodo - triodo	—	—	F	P	P_{d2}	P_{d1}	G	F	
1J5	Pentodo amplificatore di potenza	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F,G_3	—
1J6	Doppio triodo amplificatore di potenza .	—	—	F	P_{t1}	G_{t1}	G_{t2}	P_{t2}	F	—
1L4	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_2	—	F,G_3	G_1	F	—
1LA4	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_2	—	—	G	—	F,G_3

TIPO	TIPO	Cappol-lotto	1	2	3	4	5	6	7	8
1LA6	Convertitore pentagriglia	—	F	P	G_2	G_1	$G_{3,5}$	G_4	—	F
1LB4	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_2	—	—	G_1	—	F,G_3
1LC5	Pentodo amplificatore	—	F	P	G_3	G_2	F	G_1	—	F
1LC6	Convertitore pentagriglia	—	F	P	G_2	G_1	$G_{3,5}$	G_4	—	F
1LD5	Diodo - pentodo amplificatore	—	F	P	G_2	P_d	—	G_1	—	F,G_3
1LE3	Triodo amplificatore	—	F	P	—	—	S	G	—	F
1LH4	Diodo - triodo amplificatore	—	F	P	—	P_d	—	G	—	F
1LN5	Pentodo amplificatore	—	F	P	G_2	G_3	F	G_1	—	F
1N5	Pentodo amplificatore di RF	G_1	—	F	P	G_2	—	—	F,G_3	—
1N6	Diodo - pentodo amplificatore di pontenza	—	—	F	P	G_2	G_1	P_d	F,G_3	—
1P5	Pentodo amplificatore	G_1	—	F	P	G_2	—	—	F,G_3	—
1Q5	Amplificatore di potenza a fascio	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F	—
1R5	Convertitore pentagriglia	—	F	P	$G_{2,4}$	G_1	F,G_5	G_3	F	—
1SA6	Pentodo amplificatore di RF	—	S	F	G_3	G_1	—	G_2	F,S	P
1SB6	Diodo - pentodo amplificatore	—	—	F	P	G_2	P_d	—	F,G_3	G_1
1S4	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_1	G_2	F,G_3	P	F	—
1S5	Diodo - Pentodo amplificatore	—	F,G_3	—	P_d	G_2	P	G_1	F	—
1T4	Pentodo amplificatore di RF	—	F	P	G_2	—	F,G_3	G_1	F	—
1T5	Amplificatore di potenza a fascio	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F	—
1V	Diodo rettificatore	—	F	P	K	F	—	—	—	—
2A3	Triodo amplificatore di potenza	—	F	P	G	F	—	—	—	—
2A4G	Triodo relé a gas	—	—	F	P	—	G	—	F	—
2A5	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_2	G_1	K,G_3	F	—	—
2A6	Doppio diodo - triodo	G_1	F	P	P_{d1}	P_{d2}	K	F	—	—
2A7	Convertitore pentagriglia	G_4	F	P	$G_{3,5}$	G_2	G_1	K	F	—
2B7	Doppio diodo - pentodo	G_1	F	P	G_2	P_{d1}	P_{d2}	K	F	—
2E5	Croce catodica	—	F	P	G	S_{fl}	K	F	—	—
3A8	Diodo - triodo - pentodo	G_1	F_c, G_3	F	P_p	G_2	G_t	P_t	F	P_d
3B6	Amplificatore di potenza a fascio	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F	F_c
3Q4	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_1	G_2	F_c, G_3	P	F	—
3Q5	Amplificatore di potenza a fascio	—	—	F	P	G_2	G_1	—	F	F_c
3S4	Pentodo amplificatore di potenza	—	F	P	G_1	G_2	F_c, G_3	P	F	—
5T4	Rettificatore ad onda intera	—	—	F	—	P_2	—	P_1	—	F
5U4	Rettificatore ad onda intera	—	S	F	—	P_2	—	P_1	—	F
5V4	Rettificatore ad onda intera	—	S	F	—	P_2	—	P_1	—	F
5W4	Rettificatore ad onda intera	—	S	F	—	P_2	—	P_1	—	F
5X4	Rettificatore ad onda intera	—	S	—	P_2	—	P_1	—	F	F
5Y3	Rettificatore ad onda intera	—	S	F	—	P_2	—	P_1	—	F
5Y4	Rettificatore ad onda intera	—	S	F	—	P_2	—	P_1	—	F
5Z3	Rettificatore ad onda intera	—	F	P_2	P_1	F	—	—	—	—
5Z4	Rettificatore ad onda intera	—	S	F	—	P_2	—	P_1	—	F
6A3	Triodo amplificatore di potenza	—	F	P	G	F	—	—	—	—
6A4/LA	Pentodo amplicatore di potenza	—	F	P	G_1	G_2	F,G_3	—	—	—
6A5	Triodo amplificatore di potenza	—	S	F	P	—	G	—	F	K
6A6	Doppio triodo amplificatore di potenza	—	F	P_{t2}	G_{t2}	K	G_{t1}	P_{t1}	F	—
6A7	Convertitore pentagriglia	G_4	F	P	$G_{3,5}$	G_2	G_1	K	F	—
6A8	Convertitore pentagriglia	G_4	S	F	P	$G_{3,5}$	G_1	G_2	F	K
6AB5/6N5	Croce catodica	—	F	P	G	S_{fl}	K	F	—	—
6AB7	Pentodo amplificatore di televisione	—	S	F	G_3	G_1	K	G_2	F	P
6AC5	Triodo amplificatore di potenza	—	S	F	P	—	G	—	F	K
6AC7	Pentodo amplificatore di televisione	—	S	F	G_3	G_1	K	G_2	F	P
6AD6	Croce catodica	—	—	F	EC	EC	S_{fl}	—	F	K
6AD7	Triodo pentodo amplificatore	—	G_t	F	P_t	G_{2p}	G_{1p}	P_t	F	K,G_{3p}

(continua)

UNO STRUMENTO UTILE

di EVI

Molte volte si devono tarare delle bobine o trovare la capacità di condensatori piccoli per circuiti accordati ed il problema resta quasi insoluto e sempre assai difficile da risolvere, perchè il sistema di provare e riprovare cambiando di volta in volta le caratteristiche del pezzo in esame comporta uno spreco di tempo e la possibilità di rovinare qualche altro elemento vicino a quello in prova, per le continue saldature e lavorazioni.

Anche l'oscillatore, modulato o no, è necessario, come pure un « monitore » per il dilettante (anzi in America ogni OM deve avere il mezzo di controllare l'esatta frequenza delle proprie emissioni), tutti strumenti di una certa precisione e che comportano una spesa abbastanza forte. Ho pensato quindi di radunarli in uno solo, ricavando un complesso abbastanza buono per misure correnti, e molto comodo per tutti gli usi prima elencati. Ed anche il lato economico è stato curato in modo particolare, infatti di solito il dilettante è regolarmente a bolletta ed ogni sua spesa è un sacrificio.

Ed ecco quello che è venuto fuori. Un oscillatore stabilizzato che va su tutte le frequenze più in uso, con possibilità di modulazione e di controllo della sintonia di placca, e di ascolto di un segnale in arrivo un po' forte.

TABELLA BOBINE PER L'OSCILLATORE

I Gamma: 8 spire di filo da 1 mm con presa alla 3ª spira da terra, avvolte su supporto ceramico da 20×20×15 mm pari a circa 0,7 microhenry.

II Gamma: 30 spire come sopra, su supporto uguale ma lungo 40 mm; presa alla 8ª spira da terra. Circa 5 microhenry.

III Gamma: 60 spire avvolte a nido d'ape su un supporto da 12 mm pari a circa 40 microhenry. Reazione 20 spire come sopra a 2 mm. Filo da 0,25 doppia seta.

IV Gamma: Una bobina di media frequenza da 469 kHz, con levate le spire fino a raggiungere la esatta copertura di gamma. Reazione 35 spire come sopra.

I limiti di gamma non sono fissati perchè non si possono prevedere tutti i montaggi, infatti è previsto un aggiustaggio di ogni bobina da farsi in sede di taratura, per coprire la gamma prestabilita.

Naturalmente quello che ho detto prima nei riguardi del costo riguarda solo la parte quantità di materiale, la qualità *deve* essere ottima se no sono guai. E vediamo un po' lo schema.

La valvola oscillatrice è un pentodo, io ho usato una RV12P2000, ma qualsiasi pentodo va bene, del tipo americano od europeo, e di qualsiasi potenza, logicamente meno saranno i watt dissipati e minore l'alimentazione necessaria.

La P2000 è in circuito E.C.O., con la griglia schermo bloccata da una valvola regolatrice al neon che stabilizza la tensione, e quindi la frequenza, e con la griglia principale connessa, assieme al catodo, ad un commutatore a due vie e 5 posizioni, così da poter coprire senza interruzione una gamma che va da 400 kHz a circa 31 MHz. Una buona sovrapposizione è prevista allo scopo di evitare buchi nella gamma. Nella tabella allegata si trovano i valori delle bobine. Il variabile è un ottimo Bacchini ben solido, infatti deve tornare sulla stessa frequenza sia che sia ruotato in un senso che nell'altro nello stesso punto della scala, cosa che pochi variabili fanno di quelli normali per ricevitori. Qui si tratta di una gamma assai vasta, e quindi la precisione deve essere massima. Un Ducati fresato andrebbe ancora meglio, io avevo già in casa quello che ho usato e non volevo affrontare un'altra spesa. Quindi montare il meglio che si può trovare. Anche le bobine devono essere su supporti a minima perdita.

La placca dell'oscillatore è alimentata attraverso due impedenze a radiofrequenza ed una ad audiofrequenza, le prime due aventi differenti caratteristiche per coprire tutta la gamma su cui si prevede il funzionamento, e la seconda per l'ascolto e la modulazione. Un condensatore di 4000 pF connette la placca ad un morsetto esterno, mentre l'altro è a terra. Un milliamperometro permette di leggere la corrente anodica in ogni momento, e quindi deve essere adeguato alla corrente anodica della valvola usata.

L'alimentazione è assai semplice, un raddrizzatore ad ossido ed un condensatore unitamente ad un trasformatore bastano ad assicurare un buon funzionamento.

Come ho detto prima, questo strumento permette la taratura di bobine e condensatori: la precisione è tale da permettere comodamente la messa a punto di medie frequenze. I condensatori vengono provati in parallelo con una bobina tarata, e dalla frequenza di risonanza si deduce la capacità.

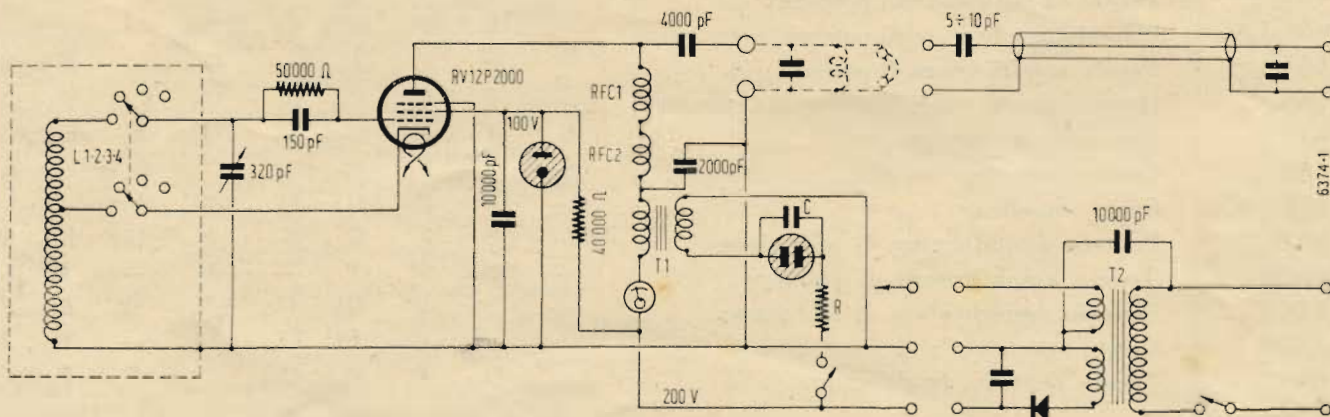
Come oscillatore deve essere connesso ad un cavetto schermato per il collegamento al circuito da tarare, attraverso un condensatore di pochi pF sia modulato o no.

Come monitore è sufficiente mettere una cuffia al posto della bobina per sentire un netto fischietto da azzerare per la lettura in presenza di una portante un po' robusta come può essere un oscillatore di un trasmettitore. La costruzione deve essere assai accurata. Per forza di cose. Niente si deve muovere anche con urti abbastanza forti, se no addio taratura.

Il materiale, come ho detto, deve essere di ottima qualità, in particolare quello che riguarda la parte alta frequenza e oscillatrice. Il condensatore come ho detto è assai solido e montato su due cuscinetti a sfere ed una doppia molla assicura il contatto a massa, la demoltiplica proviene da una « tuning unit » ed è 1 a 25, permettendo a mezzo del verniero una comoda lettura con 4 cifre, in particolare da 0 a 2500. E' un po' lenta, è vero, ma assai precisa. E la precisione deve essere una realtà e non un pressapoco se si devono fare delle tarature.

Tutto il complesso di bobine è montato col commutatore in una scatoletta di alluminio da cui sporgono solo i due fili che vanno al catodo e al variabile, le bobine permettono di fare delle gamme che si sovrappongono come ho detto abbondantemente per non dover usare compensatori e non dover fare troppe acrobazie nella messa a punto.

Come schermaggio generale (è assolutamente necessario) ho usato una scatola di ottone composta e saldata a stagno con molta cura, non dò misure esatte per due motivi: prima che ciascuno potrà usare il materiale che già ha, e secondariamente lascio sbizzarrire la fantasia del costruttore per quello che concerne la pre-

sentazione meccanica, non avendo questa molta importanza quando si tenga presente di fare i collegamenti più corti possibile.

Le saldature a massa sono fatte in due punti: una al posto più vicino in contatto colla massa, ed un'altra ad un terminale comune.

La neon stabilizzazione che ho usata è per 100 V, adatta cioè alla RV12P2000 che ho usata, ma una VR90 o 150 andrà benone per ogni tipo. Non ritengo utile l'uso di una oscillatrice troppo potente per il troppo calore dissipato e per la conseguente lunga durata del tempo di messa in regime. In questo caso sarà bene mettere le valvole fuori dello schermo contenente il circuito e provvedere ad una schermatura singola.

Se si usasse un altro variabile di capacità differente da quello da me usato, sarà abbastanza facile cambiare i valori delle bobine così da mantenere inalterata la gamma coperta.

Una volta finito e controllati i collegamenti, si darà tensione al circuito, e si controllerà se la valvola oscilla regolarmente su tutte le gamme, mettendo semplicemente un milliamperometro in griglia dal lato terra della resistenza, spostando sia la distanza delle bobine che la presa del catodo finchè si ottiene un valore ragionevole di corrente di griglia, dipendente dal tipo di valvola usata, abbastanza costante su tutte le frequenze. Per facilitare questo lavoro le bobine delle gamme a frequenza più bassa non hanno prese ma un avvolgimento separato per il catodo. Non usate nessun tipo di taratura per le bobine come compensatori o nuclei di ferro, data la stabilità che il complesso deve avere, sarebbero grane e niente altro.

Una volta controllate le tensioni, visto che l'oscillazione c'è, si potrà tararlo ricorrendo ad un amico col BC.221 od altro arnese di precisione, e controllare che non vi siano starature dopo un maltrattamento abbastanza marcato. Una volta fatte le tabelle, lo strumento è pronto per funzionare. Ed ecco come:

Tarature bobine. - Mettere la bobina in prova in parallelo ad un condensatore di capacità conosciuta, un campione per così dire, a mica argentata, e cercare la risonanza in placca osservando il milliamperometro, cominciando sempre dalla frequenza più bassa. Il condensatore dovrà essere di circa 50 pF. Una volta trovata la risonanza determinata da un netto picco nella corrente anodica, si verrà a sapere a mezzo di un abaco o della formula sotto riportata la induttanza della bobina. Si consiglia di provare quale sia la capacità totale del circuito con una bobina già conosciuta, e di trovare un condensatore tale da fare esattamente 50 pF od un altro valore comodo nel calcolo tra residua e aggiunta. Controllare che il punto trovato non sia una armonica e non ve ne sia un altro a frequenza più bassa.

Taratura di condensatori. - Comporre il circuito come prima ma con una bobina già conosciuta, e dalla frequenza di accordo analogamente a prima dedurre il valore della capacità. Si potrà misurare fino a circa 1000 pF senza troppo errore.

Oscillatore non modulato. - Connettere ai terminali un cavetto schermato di bassa capacità, attraverso un condensatore di pochi pF, schermando l'attacco. Non esiste attenuatore per non complicare le cose, sono elementi costruttivi di grande importanza e di difficilissima costruzione, ed è quasi impossibile farne uno che possa dare affidamento, senza attrezzature particolari. Eventualmente, se non disturba, connettere un condensatore tra il filo centrale e la calza schermante all'esterno dove viene connesso con l'apparecchio in prova per limitare il segnale con un partitore capacitivo.

Oscillatore modulato. - Chiudere l'interruttore di modulazione facendo così interrompere la anodica dalla 11 lampada al neon, non sarà una bella nota ma sempre sufficiente per una taratura. Non bisogna dimenticare che questo è un adattamento e non un uso previsto.

Monitore. - Connettere ai terminali una cuffia e cercare la risonanza come per i primi due casi, un fischio di battimento permetterà un preciso azzeramento ed una lettura. L'accoppiamento col circuito esterno è favorito dai fili di alimentazione e della cuffia.

Si potrà addirittura oltre alle tabelle o curve di taratura per la frequenza, farne delle altre basate sul condensatore e sulla bobina campione posseduta, semplificando ancora di più la ricerca dei valori che interessano.

Prima di procedere alla tracciatura di tabelle o curve, bisogna essere sicuri di essere a regime e pertanto tenere acceso l'oscillatore in paragone con un BC.221 od un altro di precisione o addirittura con un quarzo, finchè non si nota più deriva nella frequenza col tempo.

Come prima ha detto, questo non è certamente un campione di frequenza di assoluta precisione, ma permette comodamente delle tarature e delle misure che altrimenti non sarebbero possibili, se non ricorrendo a complessi sistemi con oscillatori e voltmetro a valvola. Ed è stato appunto con questo strumento che ho potuto effettuare la taratura di un V.F.O. fuori gamma che faceva disperare il costruttore, che, munito solo di una super, non capiva più niente tra fondamentali, immagini e armoniche. Dato anche che è leggero, è facilmente trasportabile fuori sede per fare dei controlli in posti lontani, facendo attenzione a non sbatterlo troppo per non mandare a monte la taratura. *

VALUTAZIONE DELLE TENSIONI NEGLI AMPLIFICATORI A RESISTENZA

di Otton Czeczott

La misura diretta della tensione all'anodo, in uno stadio amplificatore a resistenza, impone l'uso di uno strumento a grande resistenza, almeno a 20 kohm/V. Tale strumento non è alla portata di tutti e appare interessante di conoscere l'impiego per queste misure di uno strumento assai più comune e del successivo calcolo di correzione che ammette una abbastanza precisa determinazione delle vere tensioni nel circuito, tanto più se tali misure non si effettuano troppo spesso.

Prima di tutto bisogna sottolineare che l'uso di addizionare alla tensione anodica misurata, la caduta supplementare nella resistenza di carico, provocata dall'inserzione del voltmetro è corretto solo, se la resistenza interna R_i della valvola è alcune volte maggiore della resistenza di carico R_a. Questo è tanto più importante, quanto minore è la resistenza R_v del voltmetro. Si può calcolare così, senza timore di grande sbaglio, la tensione anodica di un pentodo alimentato secondo le figg. 2, 3 e 4.

Se invece $R_a > R_i$, come avviene spesso coi triodi, si ottiene dopo un simile calcolo, un risultato che è meno preciso dell'indicazione stessa dello strumento. Anche le tensioni di schermo risultano errate. Il metodo descritto qui sotto, è più generico, più facile e molto più sicuro. Con esso si richiede l'esecuzione di tre misure successive e di un piccolo calcolo.

Supponiamo che si voglia stabilire la tensione sull'anodo, o la caduta di tensione sul carico R_a in uno dei casi rappresentati dalle figg. 1, 2 e 3. Le misure da eseguire sono le seguenti:

1) La tensione d'alimentazione V_b, cioè fra la presa di corrente

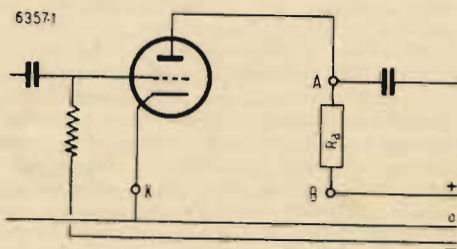



Figura 1

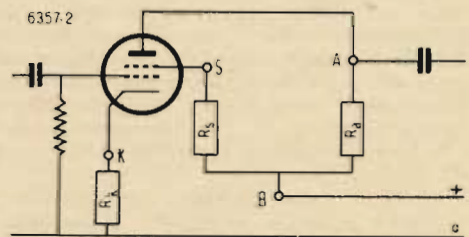



Figura 2

anodica per lo stadio considerato, e il catodo, ossia fra punti B e K. Non occorre per questa misura, che la scala del voltmetro sia la stessa che per le due misure successive, purchè la sua resistenza sia tale, da non influenzare la tensione d'alimentazione. Questa limitazione non è sempre così vasta come da prima può apparire, perchè talvolta si incontrano negli apparecchi delle resistenze di filtro più grandi che di solito e l'inserzione di un voltmetro troppo comune può influenzare la tensione misurata.

2) La tensione anodica V'_a, cioè fra anodo e catodo della valvola, ossia fra punti A e K.

3) La caduta di tensione V'_{ra}, sul carico R_a, includendo in esso oltre che la resistenza di carico propria, anche l'eventuale resistenza di livellamento o di disaccoppiamento, se non percorsa da altre correnti; in altro modo la tensione fra l'anodo e la presa di corrente anodica per lo stadio considerato, ossia fra punti A e B.

Si fa notare che le misure 2 e 3 devono essere eseguite con la stessa scala del voltmetro e si raccomanda che la sua resistenza R_v non sia minore della resistenza di carico R_a, sopra tutto se non

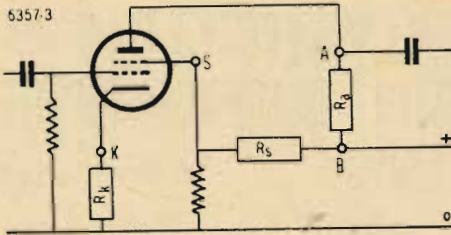



Figura 3

Figura 4

si tratta di un triodo con polarizzazione automatica di griglia controllo.

Eseguire queste misure, la vera tensione anodica V_a, o la vera caduta V_{ca} sul carico, si calcolano semplicemente con le formule seguenti:

$$V_a = V'_a \frac{V_b}{V'_a + V'_{ca}} \qquad V_{ca} = V_b - V_a$$

oppure:

$$V_{ca} = V'_{ca} \frac{V_b}{V'_a + V'_{ca}} \qquad V_a = V_b - V_{ca}$$

E' intuitivo che: $V_b > V'_a + V'_{ca}$ e che: $\frac{V_b}{V'_a + V'_{ca}} > 1$

La scala meglio adatta per queste misure è di 250 volt; la resistenza più universale 500 kohm. Un voltmetro cioè di 2 kohm/V sarebbe il più conveniente, ma anche uno di 1 kohm/V e perfino di 0,5 kohm/V, basterà in molti casi.

Per misurare la tensione sullo schermo, o la caduta di tensione sulla resistenza R_s (figg. 2 e 3), il procedimento in principio è analogo a quello descritto, salvo che la resistenza del voltmetro non potrà essere minore di R_s.

Le formule qui sopra si ottengono in base al grafico della fig. 5, che ognuno se crede, può ritracciare secondo il caso suo. In esso la curva MN rappresenta un tratto della caratteristica corrente-tensione del dispositivo considerato. Questa può essere o la caratteristica anodica propria di una valvola, per una data tensione di polarizzazione di griglia comando, o caratteristica modificata per effetto della resistenza catodica, o qualsiasi altra, secondo il caso. La retta AB, inclinata convenientemente, rappresenta il carico R_a, e il punto comune P definisce la tensione e la corrente di lavoro. Questo punto cambia in M, quando un voltmetro viene inserito per misurare la tensione anodica, e in N quando lo stesso è inserito per misurare la caduta sul carico. Adoperando un buon voltmetro, i punti M e N risultano abbastanza vicini e si può trascurare la differenza fra loro e il punto P. Essa risulterà maggiore, per un voltmetro di resistenza minore. La massima differenza accettabile fra M e N, e con essa la minima resistenza del voltmetro, sarà definita dalla possibilità di considerare il tratto MN della curva caratteristica, come una retta. Per ottenere le rette AC e BD che definiscono i punti M e N, basta tracciare la retta OC, dandole una inclinazione che corrisponda alla resistenza del voltmetro R_v, poi riportare il segmento AD uguale al perpendicolare BC e unire i punti A con C e B con D, ottenendo le rette desiderate, le quali come si osserva, sono parallele.

In base ai triangoli, convenientemente scelti si prova che:

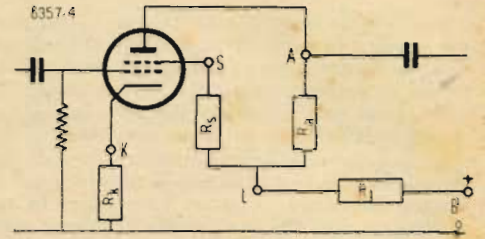
$$\frac{V'_a}{V'_{ca}} = \frac{V_a - V'_a}{V_{ca} - V'_{ca}}$$

e dalle proprietà fondamentali delle proporzioni segue:

$$\frac{V_a}{V'_a} = \frac{V_{ca}}{V'_{ca}} = \frac{V_a + V_{ca}}{V'_a + V'_{ca}} = \frac{V_b}{V'_a + V'_{ca}}$$

$$V_a = V'_a \frac{V_b}{V'_a + V'_{ca}} \qquad V_{ca} = V'_{ca} \frac{V_b}{V'_a + V'_{ca}}$$

Ammettendo $R_v = R_a$ si ottiene una tale disposizione delle rette AC e BD, che la prima divide la distanza fra l'altra e il punto O, in parti uguali. Contemporaneamente il tratto MN assume una lunghezza che in casi comuni si può considerare come massima sostituibile da una retta.

Esempio comparativo, relativo alla fig. 1. — Il triodo della 6Q7 è alimentato dalla tensione V_b = 250 volt, tramite una resistenza R_a = 100 kohm. La polarizzazione di griglia è fissa e comporta — 1,5 volt. Si adopera la scala 250 volt di un voltmetro 1 kohm/V, cioè R_v = 250 kohm. Lo strumento indica fra l'anodo e il catodo V'_a = 125 volt. Calcolando l'assorbimento dello strumento I_v = = V'_a : R_v = 125 : 250 = 0,5 mA e addizionando la caduta di tensione provocata da esso presumibilmente nella resistenza di carico, $\Delta V = I_v \cdot R_a$ = 0,5 · 100 = 50 volt, alla tensione misurata, si ottiene $V_F = \Delta V + V'_a$ = 50 + 125 = 175 volt.

Sul diagramma (fig. 5) questo corrisponde al punto F, che non rappresenta nè il punto di lavoro, nè la vera tensione anodica.

Mentre misurando con la stessa scala del voltmetro, la caduta sul carico, si ottiene V'_{ca} = 95 volt e la vera tensione anodica si calcola allora senza preoccuparsi nè delle resistenze, nè delle correnti, dalla formula:

$$V_a = V'_a \frac{V_b}{V'_a + V'_{ca}} = 125 \frac{250}{125 + 95} = 142 \text{ volt.}$$

Con la scala 250 volt di un voltmetro di 0,5 kohm/V soltanto, la tensione anodica indicata sarebbe V'_a = 110 volt e partendo dall'assorbimento dello strumento e dalla presunta caduta si calcolerebbe V_F = 198 volt! Mentre misurando anche la caduta, che sarebbe V'_{ca} = 85 volt e calcolando secondo la formula raccomandata, si otterrebbe:

$$110 \frac{250}{110 + 85} = 141 \text{ volt}$$

cioè sensibilmente lo stesso che prima.

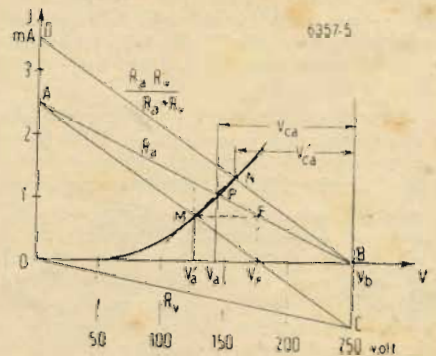



Figura 5

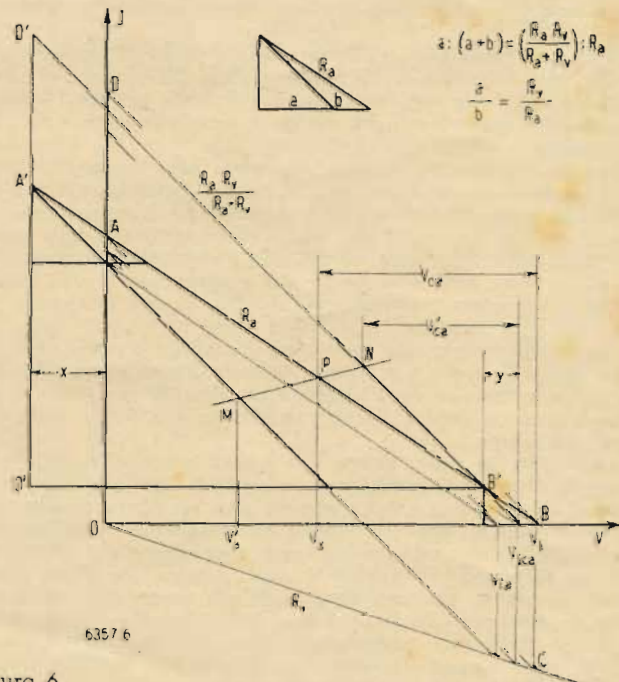



Figura 6

Esempio relativo alla fig. 2. — E' dato un pentodo 6J7 alimentato a V_b = 300 volt, tramite R_a = 250 kohm e R_s = 1500 kohm. A titolo informativo si nota che R_k = 1,5 kohm e V_k = 1,5 volt circa. Per la misura della tensione anodica basterebbe un voltmetro di 1 kohm/V, ma siccome si tratta anche dello schermo, sarebbe desiderabile che $R_v \geq R_s$ = 1500 kohm. Disponendo di un voltmetro di 5 kohm/V, con scala 250 volt, si ha R_v = 1250 kohm soltanto. Non è sufficiente ma non si tratta di grande precisione. Le tensioni indicate da questo strumento sono:

fra punti S e K: tensione di schermo V'_s = 45 volt;

fra punti S e B: caduta sulla resistenza V'_{cs} = 225 volt;

e si calcola:

$$V_s = V'_s \frac{V_b}{V'_s + V'_{cs}} = 45 \frac{300}{45 + 225} = 50 \text{ volt circa}$$

(calcolando con la caduta presupposta si otterrebbe 99 volt!).

Le misure all'anodo danno: V'_a = 85 volt, V'_{ca} = 170 volt.

$$V_a = V'_a \frac{V_b}{V'_a + V'_{ca}} = 85 \frac{300}{85 + 170} = 100 \text{ volt}$$

Esempio relativo alla fig. 3. — Determinazione della tensione anodica, come negli esempi precedenti. Tensione di schermo — se il potenziometro è a piccola resistenza — con misura diretta; se a grande — considerare la valvola e le resistenze fra S e C — come un dispositivo unico e prendere le stesse misure che di solito: V_b, V'_s, V'_{cs} (vedi esempio precedente).

Esempio relativo alla fig. 4. — Le resistenze R_a e R_s sono alimentate tramite una comune resistenza di livellamento R_l. Esse sono di solito tali che:

$$R_l < R_a < R_s$$

Se le differenze fra loro sono grandi e si tratta soltanto della tensione anodica — essa si può misurare come negli esempi precedenti e trascurando l'effetto della corrente di schermo. Se si tratta anche dello schermo, il voltmetro dovrà essere di resistenza conveniente $R_v \geq R_s$ e per calcolare la tensione di schermo, invece di B_b si dovrà prendere (direttamente) la tensione livellata V_l, ossia fra punti L e K. La tensione V'_{cs} si prenderà fra punti S e L. Allora:

$$V_s = V'_s \frac{V_l}{V'_s + V'_{cs}}$$

Se invece tutte le tre resistenze: R_l, R_a e R_s sono dello stesso ordine di grandezza, il calcolo delle tensioni diventa più complicato: bisogna conoscere il rapporto R_v/R_a (rispettivamente R_v/R_s), eseguire più di tre misure e servirsi di una resistenza ausiliaria, uguale alla resistenza del voltmetro, ossia R_v. Prima di inserire il voltmetro per le misure delle tensioni all'anodo (o allo schermo), si inseriva provvisoriamente in sua vece, la resistenza ausiliaria. Determinate le tensioni nel punto L, la resistenza ausiliaria verrà tolta e si inserirà il voltmetro, per le misure definitive. Si ricorda che una resistenza sarà del valore R_v, se in serie con essa il voltmetro dà delle indicazioni due volte minori. La resistenza del voltmetro dovrà essere maggiore di R_s.

Il procedimento è il seguente. Si tratta la valvola con le resistenze R_a e R_s come un dispositivo unico, e la resistenza R_l, come carico. Dopo tre misure, possiamo calcolare la tensione V_l fra punti L e K in modo analogo, come abbiamo fatto negli esempi precedenti. Poi, quando si tratta della tensione anodica (rispettivamente di schermo), ripetiamo le misure precedenti, ma dopo aver inserito la resistenza ausiliaria R_v prima: fra A e K (rispettivamente S e K), constatando fra punti L e K una tensione V_{la} (rispettivamente V_{ls}), e in seguito con la resistenza R_v fra A e L (rispettivamente S e L), ottenendo V_{lca} (rispettivamente V_{lcs}). E' evidente che V_{la} e V_{lca} (rispettivamente V_{ls} e V_{lcs}) saranno minori di V_l. Finalmente si misurano V'_a e V'_{ca} (rispettivamente V'_s e V'_{cs}) semplicemente.

Per quanto il procedimento appaia un po' complicato, il calcolo lo è meno, visto che nella formula si ripetono le stesse espressioni:

$$V_a = (V'_a + x) \frac{V_{lca} + z}{V'_a + V'_{ca} + z} - x$$

oppure:

$$V_{ca} = (V'_{ca} - y) \frac{V_{lca} + z}{V'_a + V'_{ca} + z} + y + (V_l - V_{lca})$$

dove:

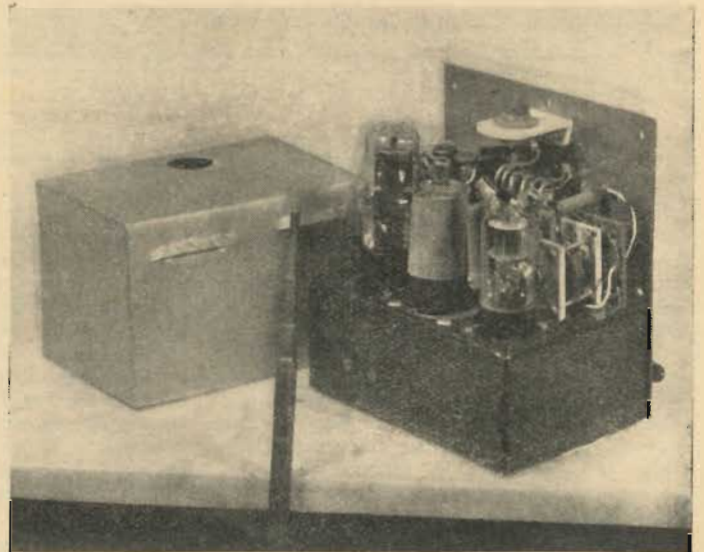
$$x = \frac{R_v}{R_a}(V_l - V_{la}) \qquad y = \frac{R_v}{R_a}(V_l - V_{lca})$$

$$z = x - y = \frac{R_v}{R_a}(V_{lca} - V_{la})$$

E' facile di trascrivere formule analoghe, per le vere tensioni allo schermo.

(continua a pagina seguente)

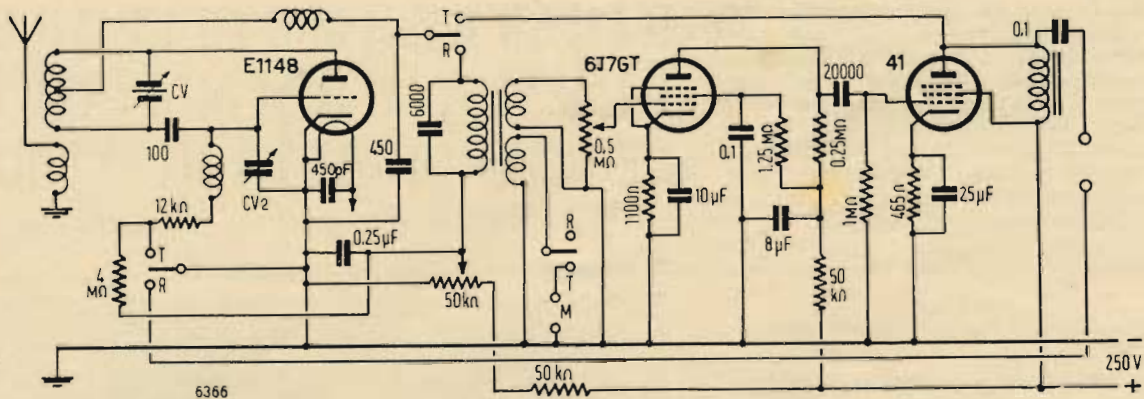
RICETRASMETTITORE PER LA GAMMA DEI CENTOQUARANTAQUATTRO

di Ernesto Viganò

Si vede chiaramente la parte oscillatrice e le impedenze, con l'antenna a cannocchiale (in parte) ripiegata e la cappa di alluminio da 0,8 mm che protegge il resto dell'apparecchio da urti quando viene trasportato.

Nonostante le critiche ho trovato che un ricetrasmettitore è l'ideale per incominciare a prendere confidenza con questa gamma. Certo che non è esente da fastidi di vario genere, e il peggiore è l'irradiazione che è assai forte durante la ricezione tanto che può impedire l'ascolto di una stazione su cui ci sia un superrigeneratore. Che appunto a questo circuito ci si deve per forza rivolgere per avere una sufficiente sensibilità durante la ricezione, senza dover ricorrere a circuiti complicati in particolare nella messa a punto. Naturalmente un uso giudizioso dei vari comandi porterà a ridurre al minimo questo inconveniente. Ma ora diamo una occhiata al circuito.

Come bassa frequenza ho usato il solito amplificatore standard con una 6J7GT ed una 41, non avevo altre valvole a disposizione, una 6V6 rende certo di più, però questa dà tutto il possibile ed è sufficiente. Ho disaccoppiato il circuito anodico e di schermo della 6J7 con 50.000 ohm e 8 μF per togliere un fastidioso innesco di bassa in ricezione, e questa è stata l'unica difficoltà che ho incontrato nella messa a punto della parte amplificatrice.

Il problema più grosso è quello di conciliare il funzionamento come rivelatrice in superreazione e come oscillatrice in trasmissione della El148, senza che il rendimento si abbassi troppo. Anche qui il circuito offre ben poche varianti e tutte conosciute. lo schema da me usato ha dato ottimi risultati, e perciò lo consiglio. Anche le commutazioni sono ridotte al minimo, una chiave telefonica serve egregiamente e basta che abbia tre deviazioni.

Il montaggio va fatto un po' come si deve, per la parte bassa frequenza non ci sono soverchie difficoltà, una normale filatura chiara e non troppo intrecciata è ciò che ci vuole. La parte più delicata è quella concernente il circuito oscillante e il variabile. Come si vede chiaramente dalla foto, la bobina di quattro spire di filo da 1,5 mm e con diametro interno di 12,5 mm è direttamente saldata al condensatore che è del tipo a farfalla ed ha una capacità massima di circa 10 pF. Il condensatore di griglia è a mica ed ha 100 pF, mentre quello di reazione, che è risultato assai utile in trasmissione, è un trimmer da 5 a 25 pF a ceramica. L'antenna è accoppiata con due spire dello stesso diametro e dello stesso filo a circa 3 mm dal lato griglia. L'esatta frequenza deve essere controllata in modo preciso, o con i fili di Lecher o con un ondametro o con un apparecchio già tarato, l'importante è di non uscire dalla gamma per non dare fastidio ai servizi dell'Aviazione che deve avere in quei paraggi delle frequenze a lei assegnate. Le spire della bobina andranno allargate o strette in modo da entrare esattamente in gamma, a me la bobina è diventata lunga

circa 27 mm. La superreazione deve innescare assai regolarmente su tutta la gamma, e il potenziometro da 50.000 ohm deve essere circa entro il secondo terzo della rotazione, e deve essere mantenuto nel limite inferiore di innesco onde avere il funzionamento più regolare possibile e irradiare il minimo. Le ipedenze a radiofrequenza sono provenienti da quel mare di materiale utile che si trova nei residuati di guerra, più o meno scassato, per chi se lo volesse avvolgere, consiglio almeno 30 mm di avvolgimento su un supporto ceramico o comunque a bassa perdita di 10 mm di diametro, effettuato con filo coperto in cotone o seta e non impregnato da circa 0,5 mm di diametro con le spire che vanno al lato caldo allargate per circa un quarto. Almeno quelle che ho usato io sono così, è sempre facile aumentare o diminuire le spire se risuonassero.

Il telaio misura 185 × 89 × 65 mm ed è proveniente da una scatola di comando di uno dei tanti BC, ho usato in parte i fori preesistenti e altri ne ho fatti. Il variabile è sostenuto da una piastrina di bakelite assai buona e da un sostegno metallico a forma di L, per isolarlo il meglio possibile, e la manopola a demoltiplica coassiale è pure isolata con un accoppiatore in ceramica dal perno del variabile.

Il trasformatore intervalvolare è uno vecchio provenienet nientemeno che da un vecchio RAM, fatto forse nel 1928, ma ancora ottimo; ed a questo ho aggiunto trecentocinquanta spire per il primario del microfono, che deve essere del tipo con batteria interna. Si potrebbe anche usare uno di quelli con l'interruttore e così eliminare una commutazione. L'impedenza di uscita è semplicemente un trasformatore di uscita per 42 col secondario non connesso. Questo potrebbe risultare comodo se qualcuno volesse andare in altoparlante usando un magnetodinamico. Naturalmente dovrebbe staccare la bobina mobile invece della cuffia col commutatore di trasmissione-ricezione.

Per la messa a punto ho già dato prima tutti gli elementi necessari, il variabile di reazione, e cioè il compensatore tra griglia e massa, va portato nella posizione di massimo rendimento misurando l'uscita con una lampadina a bassa corrente in serie all'antennina da $1/4$ d'onda che va usata con questo apparecchio, montata esattamente all'uscita dell'apparecchio. **Controllare dopo questa operazione** la frequenza esatta che potrà essere stata un po' spostata.

VALUTAZIONE DELLE TENSIONI NEGLI AMPLIFICATORI A RESISTENZA

(segue da pagina 411)

Le formule qui sopra si ottengono in base al grafico della fig. 6, dove si vede che le dimensioni x e y determinano la posizione dei triangoli analoghi a quelli della fig. 5, con quali si è stabilito le semplici formule precedenti.

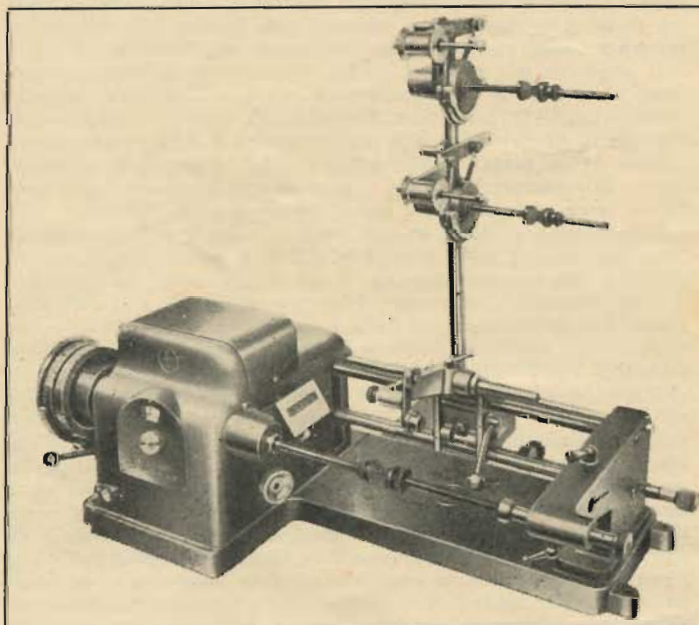
E' opportuno di notare, in relazione alle ultime formule, che l'intero procedimento si presta a una notevole semplificazione: infatti, col metodo delle tre misure è indispensabile determinare solo la tensione V_{lea}, essendo le altre raggruppate in tre differenze:

$$(V_l - V_{la}) \qquad (V_l - V_{lea}) \qquad (V_{lea} - V_{la})$$

che a loro volta sono quasi uguali e in ogni modo sostituibili, dalle rispettive differenze seguenti, nelle quali figurano anche soltanto tre tensioni, ma tutte ottenute senza nessun calcolo, direttamente dalla lettura dello strumento, inserito fra punti B e L. Precisamente:

$$(V'_{ela} - V'_{el}) \qquad (V'_{elea} - V'_{el}) \qquad (V'_{ela} - V'_{elea})$$

I significati dei nuovi simboli sono intuitivi, per chi ha voluto seguire attentamente le considerazioni svolte in precedenza e ci risparmieremo la fatica di elencarle esplicitamente.

Per fortuna il caso esaminato non avviene spesso nella pratica corrente, ma può accadere nelle costruzioni dei dilettanti, ai quali soprattutto è dedicato il presente articolo. ●

Alimentazione stabilizzata con tubi a vuoto

di L. Bruck

Electronique gennaio-febbraio 1949

L'autore inizia la sua trattazione ricordando il comune metodo della stabilizzazione della tensione continua di un comune rettificatore mediante l'impiego di un tubo a gas e pone in risalto l'impossibilità con questo circuito di ottenere tensioni continue scelte a piacere perfettamente stabilizzate essendo i tubi a gas comunemente forniti con prese intervallate di 70 V in 70 V (STV 280). Usando il circuito che viene descritto si potrà regolare la tensione all'esatto valore desiderato senza compromettere minimamente il grado di stabilità desiderato. Per lo studio di questo circuito sarà utile considerare il diagramma delle *V* e delle *I* di un alimentatore che è qui riprodotto in fig. 1, ammettiamo che sia richiesta una tensione stabilizzata variabile con continuità e a piacere entro i limiti U_1 e U_2 e sia *I max* la massima corrente erogabile richiesta.

Lo schema di fig. 2 rappresenta il montaggio da realizzare per ottenere la stabilizzazione della tensione con un tubo a vuoto. Si supponga che un certo carico assorba una corrente *I* sotto una tensione *U*, ammettiamo che la corrente subisca un subitaneo aumento a causa di una variazione avvenuta nel carico, la tensione di uscita allora diminuirà. Questo determinerà una diminuzione della tensione di griglia del pentodo *Pt*, la tensione fra questa griglia e il catodo dello stesso pentodo sarà data:

$$Ugp = U2g - Ust \qquad [1]$$

dove *U2g* è la tensione che si determina fra griglia e massa e *Ust* è la tensione che viene a stabilizzarsi ai capi del tubo a gas, quest'ultima tensione resta costante a causa delle note proprietà dei tubi a gas di variare di ben poco la tensione ai suoi estremi al variare della corrente che lo attraversa.

Da quanto esposto ne consegue che la griglia del pentodo *Pt* diviene più negativa e viene a ridurre la corrente che attraversa il pentodo e diminuisce pure la caduta di tensione ai capi della resistenza anodica *Ra* e di conseguenza la tensione della griglia del triodo *Tr* diminuisce e la corrente attraverso ad esso aumenta. La resistenza presentata dal triodo fra i punti M_1 e M_2 è così diventata più piccola.

Riassumendo il principio è il seguente: una parte della tensione d'uscita viene confrontata con una tensione costante fornita dal tubo a gas, la differenza fra queste due tensioni dà la tensione di regolazione e questa è amplificata dal pentodo, prima di comandare la griglia del triodo.

Il tubo di regolazione viene montato come una resistenza variabile, esso assorbe potenza e questa è massima nel punto *C* del grafico riprodotto in fig. 1 e quindi la scelta del tubo sarà guidata da questa potenza e dalla potenza che il tubo può dissipare.

Nei punti *B* e *C* è la corrente *I max* che attraversa i tubi. Le caratteristiche *Ia* ÷ *Va* del tubo sono riportate in fig. 3. I punti di lavoro *B* e *C* corrispondono ai punti *B* e *C* di fig. 1. Per evitare passaggio di corrente di griglia questa non deve scendere come potenziale oltre a — 1 V; quindi il punto *B* si trova nel punto di massima corrente sulla curva *Vg* = — 1 V.

La tensione sulla placca è *Ur* ed essa si trova ai morsetti d'uscita. Nel punto *C* la tensione d'uscita richiesta è *U1* volt, la tensione anodica del triodo è ora uguale a *Ur* + *U2* — *U1*. Di conseguenza si potrà sapere la potenza dissipata dalla seguente relazione

$$N = I\,max\,(Ur + U2 - U1) \qquad [2]$$

e il tubo sarà scelto opportunamente.

I punti *A* e *D* segnati sulla famiglia di caratteristiche *Ia* ÷ *Va* in fig. 3 corrispondono ai punti *A* e *D* riprodotti sul grafico della fig. 1. Una corrente *I* traversa il triodo e questa corrente è composta dalla corrente che attraversa la resistenza di griglia del pentodo e dalla corrente della resistenza di schermo, è evidente che sarà maggiore nel punto *A* che nel punto *D*, questo perchè in *A* la tensione ai morsetti della resistenza è più elevata che non nel punto *D*. In *A* con buona approssimazione si ha:

$$I3 = \frac{U2 - Ust}{Rs1 + Rs2} + \frac{U2}{R1g + R2g}\,. \qquad [3]$$

Si è trascurato la corrente di griglia schermo del pentodo che è minore della corrente che attraversa *Rs2*.

La corrente che attraversa la resistenza *Rs2* deve essere attraversata da una corrente maggiore di quella che scorre attraverso lo schermo al fine di ottenere una buona stabilizzazione.

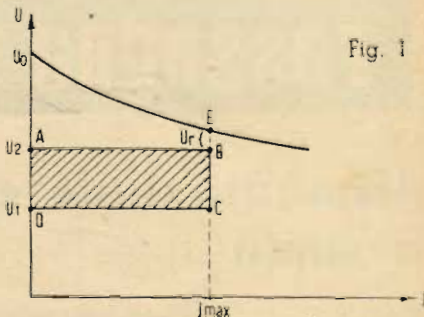
In *D* si ha:

$$Id = \frac{U1 - Ust}{Rs1 + Rs2} + \frac{U}{R1g + R2g}\,. \qquad [4]$$

L'area rigata del grafico di fig. 3 rappresenta la parte delle caratteristiche interessate per un lavoro di stabilizzazione come indicato dalla fig. 1. La tensione più elevata del triodo è quella di cui al punto *D*. Bisogna evitare per questa tensione la scarica nell'interno del tubo. Il circuito comprendente il rettificatore deve sempre fornire una tensione superiore a *U2*. Il punto di funzionamento del triodo è già determinato per *B*, la sua tensione anodica è *Ur*. Per il circuito rettificatore, si ha la tensione *U2* + *Ur* quando la corrente è *I max*: bisogna quindi che la caratteristica passi per il punto *E* della fig. 1. Un'altra condizione per il rettificatore è data dalla rigidità dielettrica del triodo di regolazione e non si può quindi aumentare oltre un certo limite la tensione anodica anche se la corrente è debole ad evitare scariche disruptive fra gli elettrodi. La tensione più ele-

vata in placca si ha nel punto *D* (fig. 1). Il suo valore è:

$$U_m = U_0 - U_1 \qquad [5]$$

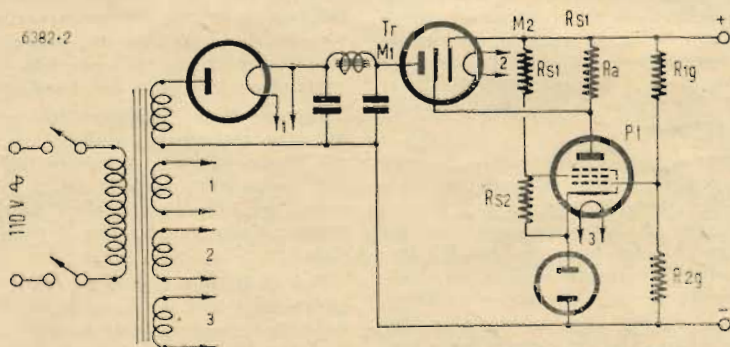
U_0 è evidentemente la tensione a vuoto del rettificatore. Si determina il valore esatto di U_0 facendo erogare al rettificatore una corrente uguale a quella che circola nei due gruppi di resistenze per la tensione U_1. Bisogna che la tensione U_m sia sempre inferiore alla tensione di scarica del tubo. Le caratteristiche del rettificatore sono così sufficientemente determinate. Si cercherà di ottenere dal tubo amplificatore una tensione la più elevata possibile per una data variazione di tensione avvenuta ai morsetti di uscita, dato che questa tensione è applicata al tubo di regolazione. Verrà usato di preferenza un pentodo, tuttavia questo tubo non deve assorbire potenza; basterà quindi scegliere un pentodo del tipo usato comunemente negli stadi preamplificatori di BF., si esige però da questo tubo una certa rigidità dielettrica. Nel punto *B* del grafico di fig. 1 la caduta di tensione nella resistenza *Ra* nel carico anodico ha il valore più basso, ed è di 1 volt come deve prevedersi. La più grande tensione si trova qui fra il catodo e la placca.

Si ha dunque:

$$U_p = U_2 - U_1 + U_{gt} + U_{po} \qquad [8]$$

Molto sovente si ha:

$$U_{gt} + U_{po} = 50 \text{ volt} \qquad [9]$$

Ne risulta che la tensione più elevata che si trova applicata sul pentodo è uguale alla gamma di tensione prevista per la regolazione più 50 volt ($U_2 - U_1 + 50$ volt): si trova allora, per esempio per una gamma di regolazione di 200 volt, che si può utilizzare un semplice pentodo ricevente.

Per ottenere un forte guadagno da parte del tubo di regolazione bisogna fare *Ra* molto elevata, è questo un classico risul-

Essa è uguale alla differenza fra la tensione ai morsetti U_2 (e più esattamente alla tensione $U_2 - 1$) e la tensione dello stabilizzatore U_{st}

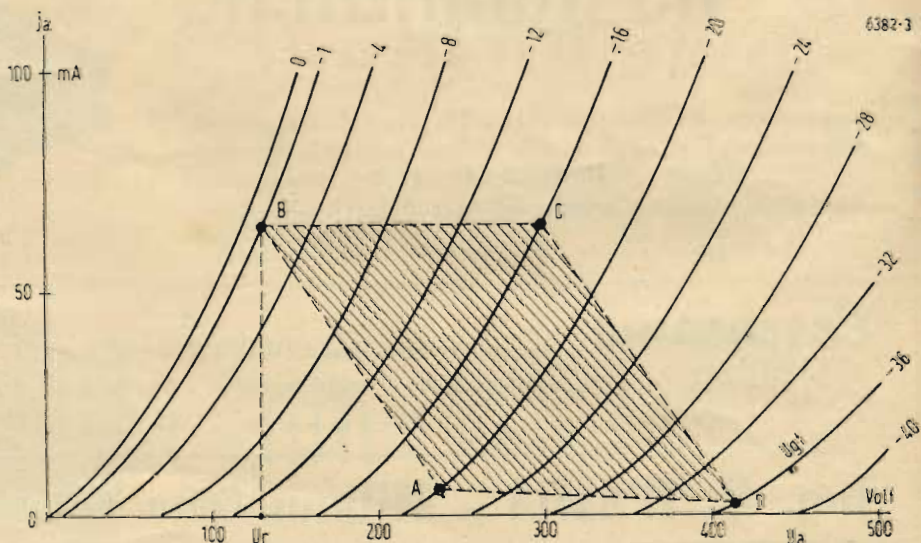
$$U_p = U_2 - U_{st} \qquad [6]$$

Come appresso si vedrà si determina U_{st} a partire dalla tensione più bassa U_1 della gamma di regolazione (ved. fig. 1), del valore più elevato necessario per la tensione di controllo U_{gt} sulla griglia del tubo regolatore nel punto *D* e della tensione U_{po} la più bassa di questo pentodo.

$$U_{st} = U_1 - U_{gt} - U_{po} \qquad [7]$$

tato tratto dagli amplificatori con accoppiamento a Resistenza e Capacità.

Vi è però un'altra condizione da soddisfare e cioè bisogna che la corrente nel pentodo sia debole dato che una forte corrente verrebbe a caricare oltre che la stessa valvola pure la rettificatrice ed infine verrebbe a diminuire la corrente di erogazione utilizzabile nel circuito utilizzatore. E' inoltre opportuno che la variazione della corrente durante il regime di regolazione rimanga debole.

Il valore di *Ra* sarà scelto quindi nei valori compresi fra 0.1 e 0.2 Mohm.

La tensione del tubo stabilizzatore è la tensione di riferimento dell'apparecchio. E' questa che viene comparata alla tensione di uscita per ottenere la tensione di regolazione. Il paragone viene fatto nel seguente modo:

si preleva la parte α della tensione U di uscita e questa viene applicata alla griglia 1 del pentodo (fig. 2)

$$\alpha = \frac{R2g}{R1g + R2g} \qquad [10]$$

Essa è collegata in serie con la tensione Ust dello stabilizzatore, invertendone la polarità.

La tensione di comando del pentodo è uguale a:

$$Ugp = \alpha U - Ust < 0 \qquad [11]$$

Ma la tensione Ugp è molto piccola in confronto a αU od Ust; essa è circa $2 \div 5$ volt mentre le altre hanno valore 10 o più volte superiore si può quindi con buona approssimazione dire che:

$$Ust = \alpha U \qquad [12]$$

Se la tensione U ai morsetti d'uscita varia di ΔU a seguito di una variazione di carico, la variazione della tensione fra la griglia e il catodo del pentodo è:

$$\Delta Ugp = \alpha \Delta U \qquad [13]$$

La tensione ai morsetti d'uscita varierà tanto meno quanto εUgp sarà più grande per un dato ΔU, vale a dire tanto meno quanto più α sarà prossimo ad 1. Ma non si può raggiungere il valore $\alpha = 1$; si deve sempre avere una tensione di schermo ed una tensione di placca tanto elevata da permettere il passaggio di corrente nel pentodo.

$U1$ eccita quindi $\Delta U1$ d'un valore uguale alla tensione fra catodo ed anodo Upo aumentata della caduta di tensione in Ra; si ha di conseguenza la seguente relazione:

$$Ust = \alpha U1 = U1 - Ugt - Upo \qquad [14]$$

Dalla fig. 3 Ugt è la tensione massima ai morsetti di Ra, essa è posta al punto D della fig. 1. Si può scegliere il valore minimo per la tensione di schermo e per la tensione di placca Upo. Per i tubi comuni non dovrà scegliersi una tensione minore di 30 volt, da questa si ha la tensione dello stabilizzatore. Ma dato che non si hanno stabilizzatori di una qualsiasi tensione, si sceglierà un tipo, la cui tensione di funzionamento corrisponda ad un dipresso al valore calcolato. Inoltre bisogna che si verifichi la relazione per Ugt e Upo.

Si è ammesso che la tensione dello stabilizzatore non vari, ma in verità essa varia leggermente al variare della corrente. Se si predispongono organi che vengano a limitare queste variazioni di corrente durante il funzionamento, la tensione dello stabilizzatore sarà allora costante nel senso più assoluto.

Il potenziometro di regolazione $R1g \div R2g$ deve soddisfare a due condizioni: dapprima esso deve permettere la regolazione della tensione desiderata ai morsetti d'uscita, appresso è il potenziometro che deve controllare la tensione ai morsetti d'uscita.

Per la determinazione dei valori di $R1g$ e $R2g$ si adotta la prima condizione.

Si ha la tensione maggiore sulla $R2g$ per il limite superiore $A-B$ della gamma di regolazione (fig. 1) ossia:

$$\alpha_{AB} U = Ust \qquad [15]$$

La tensione fra la griglia e il catodo del pentodo viene trascurata rispetto alle altre tensioni. Analogamente si ha per il limite inferiore CD della gamma di regolazione (fig. 1):

$$\alpha_{CD} U = Ust \qquad [16]$$

Abbisogna quindi che il potenziometro adempia le due seguenti condizioni:

$$\left.\begin{aligned} \alpha_{AB} &= \frac{Ust}{U2}\,; \\ \alpha_{CD} &= \frac{Ust}{U1}\,; \end{aligned}\right\} \qquad [17]$$

Questi due valori sono dei valori estremi.

Il coefficiente α sarà scelto entro questi limiti:

$$\alpha_{AB} < \alpha < \alpha_{CD} \qquad [18]$$

per quanto si è visto alla [10]:

$$\alpha = \frac{R2g}{R1g + R2g}$$

Queste considerazioni indicano che il potenziometro deve essere costituito da tre resistenze, di cui due resistenze semplici ed un potenziometro; chiamando con $R1$, $R2$ e $R3$ le resistenze di cui sopra si ha:

$$\alpha_{CD} = \frac{R2 + R3}{R1 + R2 + R3} = \frac{Ust}{U1}\,; \qquad [19]$$

$$\alpha_{AB} = \frac{R3}{R1 + R2 + R3} = \frac{Ust}{U2}\,; \qquad [20]$$

Si hanno dunque due equazioni a tre incognite: si può quindi scegliere un valore fra le tre resistenze. Si fisserà $R2$, valore del potenziometro. La scelta sarà dettata dai valori standard che il commercio offre. Si avrà quindi:

$$R1 = \frac{\frac{U1}{Ust} - 1}{1 - \frac{U1}{U2}} \cdot R2\,; \qquad [21]$$

e

$$R3 = \frac{U1}{U2 - U1}\, R2. \qquad [22]$$

La tensione di griglia schermo ha il valore più debole lungo la curva di regolazione DC (fig. 1). Essa non deve mai sorpassare la tensione di placca al fine della dissipazione della potenza su tale elettrodo.

Si ha così la condizione:

$$Us < U - Ugt - Ust = (U_1 - Ust) \qquad [23]$$

$$\beta = \frac{Rs2}{Rs1 + Rs2} \qquad [24]$$

Il valore della somma $Rs1 + Rs2$ non è ancora determinato. Si dovrà scegliere di modo che la corrente in $Rs1 + Rs2$ sia sempre maggiore della corrente massima nel pentodo alfine di minimizzare le variazioni di corrente nel tubo stabilizzatore. ●

L'ULTRAFAX

di Donald S. Bond e Vernon J. Duke

RCA REVIEW Marzo 1949

La moderna tecnica americana ha assegnato il nome di « Ultrafax » ad una nuova tecnica seguita per la trasmissione ad elevatissima velocità di messaggi. Questa nuova tecnica si vale di tutta l'esperienza acquisita nel campo della televisione in questo ultimo decennio e vediamo quindi il principio su cui si fonda questa nuova applicazione attualmente in fase sperimentale e che a detta degli Autori ha già riscontrato notevole credito da parte degli enti interessati.

Le trasmissioni « Ultrafax » sono simili alle trasmissioni in « Facsimile », però a differenza di queste ultime hanno un sistema di scansione elettronico del tutto simile alla tecnica seguita in televisione. I messaggi riprodotti su film vengono ripresi e irradiati su portanti ad elevatissima frequenza con larghezza di banda di modulazione variante da 3 a 5 MHz e la velocità di trasmissione è di 480 fotogrammi al minuto e dato che ogni fotogramma corrisponde ad una pagina normale dattiloscritta, la velocità di trasmissione è dunque di 480 pagine al minuto.

Lo stenogramma che illustra panoramicamente il funzionamento del complesso è riprodotto in figura 1. Al terminale trasmittente viene scansito elettronicamente il fotogramma da trasmettere, il segnale di video risulante è quindi mescolato con i segnali di sincronismo ed in ultimo questo inviluppo viene a modulare una portante a microonda e da questo punto all'arrivo il tutto è simile ad un comune cavo hertziano telefonico. Al terminale ricevente il segnale di video viene rivelato e la tensione ottenuta modula in intensità il pennello elettronico di un cinescopio il cui movimento di scansione è in sincronismo con il complesso trasmittente. Di fronte a questo cinescopio si muove un film foto-sensibile che riprende le immagini riprodotte sullo schermo fluorescente, appresso il film viene velocemente sviluppato e dopo appena 45 secondi la còpia fotografica è pronta per essere letta.

Il metodo seguito per l'analisi del messaggio in partenza è qui illustrato nella figura 2. Per questo lavoro viene usata una sola linea di scansione dato che la pellicola muovendosi viene a sopperire alla scansione di quadro. La frequenza di riga può essere regolata da 6 a 16 kHz. Il pennello luminoso prodotto dal cinescopio trasmittente è intercettato dal film su cui è impresso fotograficamente il messaggio da trasmettere, ne risulterà quindi modulato e dopo aver attraversato un secondo sistema di lenti andrà ad eccitare una cellula fotoelettrica completa di moltiplicatore elettronico e quindi in questo istante si avrà la traduzione elettrica del dispaccio. Queste tensioni generate dalla cellula fotoelettrica op-

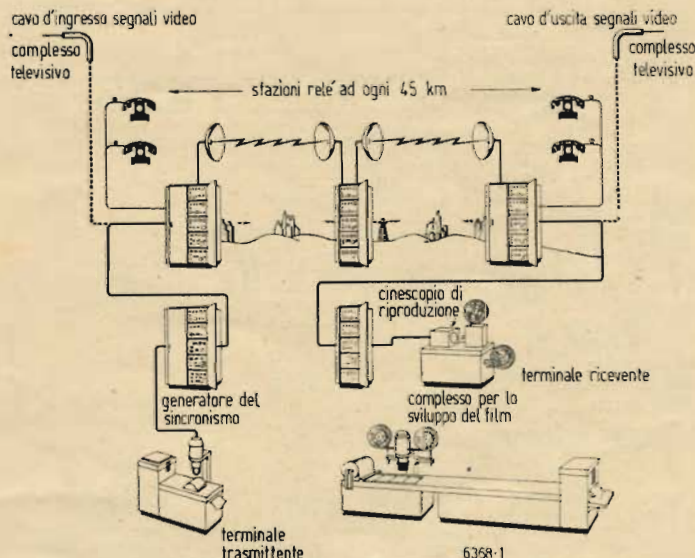



Fig. 1 - Schema di principio delle trasmissioni "ultrafax"

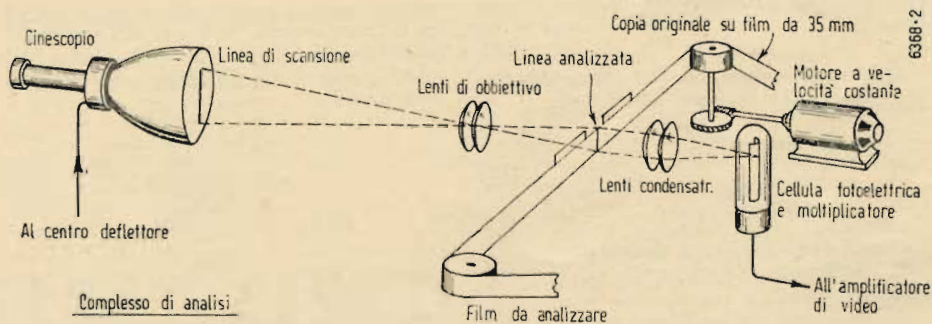



Fig. 2 - Metodo di analisi "ultrafax"

Fig. 3 - Stenogramma del circuito di scansione

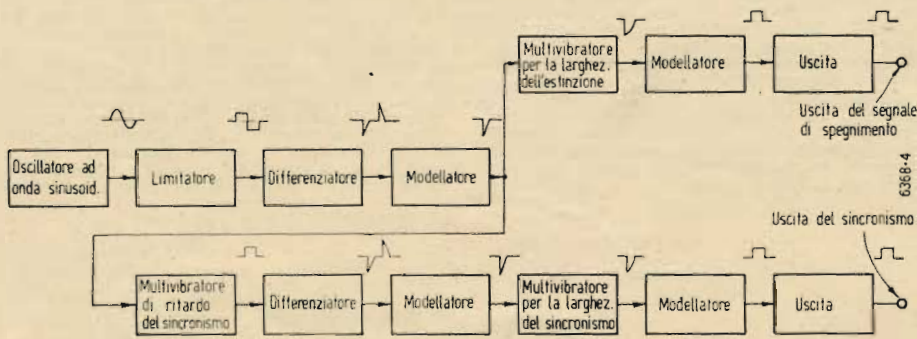



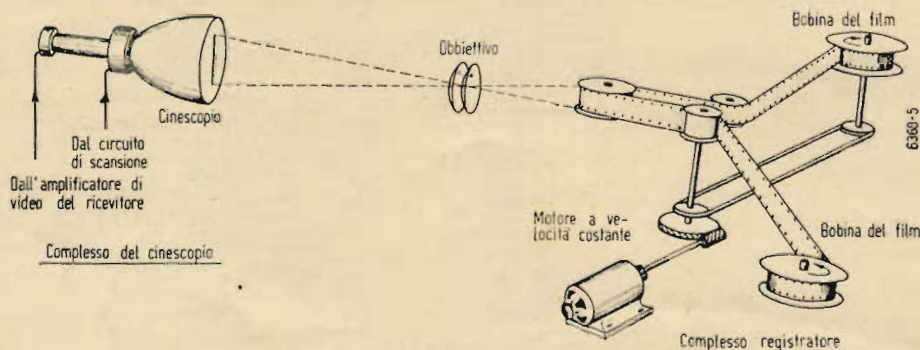
Fig. 4 - Stenogramma del generatore di sincronismo

Fig. 5 - Metodo della ricezione "ultrafax"

portunamente amplificate andranno in seguito a modulare la portante.

Lo schermo del cinescopio usato è assolutamente piano ed ha un diametro di 125 mm. la tensione del secondo anodo di questo cinescopio si aggira dai 24 ai 27 kV. Le prima prove furono eseguite con un comune cinescopio commerciale del tipo 5WP15, migliori risultati si sono ottenuti in seguito usando speciali cinescopi aventi una macchia catodica di minor diametro e con materiali fluorescenti al fosforo aventi un elevato contenuto di raggi ultravioletti e minor persistenza sullo schermo. Il tubo 5WP15 ha lo schermo fluorescente costituito da ossido di zinco. Il sistema di lenti posto fra il cinescopio ed il film ha lo scopo di correggere le aberrazioni. L'avanzamento del film è compiuto da un motore sincrono opportunamente demoltiplicato, dispositivi regolatori di velocita permettono l'uso pure di film non perforati a tutto vantaggio dello spazio per il fotogramma, che può in questo caso essere ingrandito. Dietro al film, racchiuso in un unico pannello si trovano nell'ordine il condensatore ottico e la cellula fotoelettrica con moltiplicatore elettronico di tipo 931A oppure 1P21 con 9 stadi moltiplicatori. La massima sensibilità si ha per raggi aventi una lunghezza d'onda di 4000 Angstrom, caratteristica questa che fa préferire l'impiego di cinescopi con schermo al fosforo. La tensione massima fra catodo ed anodo della cellula fotoelettrica è di 600 V, regolabili. Sempre incorporati con questi organi si ha pure un preamplificatore di video. Lo stenogramma di fig. 3 indica il processo che subiscono i segnali di video all'uscita del preamplificatore che segue immediatamente la cellula fotoelettrica. A seconda del tipo di modulazione usata si inserirà o meno l'invertitore di fase, all'invertitore di fase fanno seguito 4 stadi amplificatori dei segnali di video. Sul circuito anodico del quarto stadio amplificatore di video vengono introdotto i segnali di spegnimeno del pennello catodico, forniti da due amplificatori in cascata. L'alta tensione per gli anodi del cinescopio è ottenuta rettificando la tensione di un generatore a Radio Frequenza.

Il generatore di sincronismo è rappresentato nello schema di figura 4. Questo complesso comprende un generatore ad onda sinusoidale a 6,3 kHz, questi segnali sono quindi convertiti in onde quadre da un limitatore, in seguito uno stadio differenziatore riduce nel tempo la durata di questi come indicato in figura e solo gli impulsi positivi vengono trasmessi ad uno stadio denominato « clipper ». L'uscita di questo stadio fornisce degli impulsi della durata di 1 microsecondo e che vanno a sboccare due multivibratori. Uno di questi multivibratori determina la lunghezza dell'impulso di spegnimento e in seguito questo impulso viene opportunamente sagomato da uno stadio denominato « clip-

per » ed infine viene inviato in uno stadio amplificatore di catodo; la lunghezza di questo impulso varia da 12 a 18 microsecondi.

Il secondo multivibratore determina il ritardo dell'innesco dell'impulso di sincronismo, impulso questo che sboccherà il multivibratore sincronizzatore della durata dell'impulso, gli stadi che seguono alimentano una catena simile a quella vista per gli impulsi di spegnimento e all'uscita si hanno impulsi della durata di 5 ÷ 8 microsecondi.

Il terminale ricevente ultrafax impiega lo stesso sistema di scansione.

Lo schizzo di fig. 5 illustra questo principio.

L'intensità del pennello elettronico è modulato dagli impulsi in arrivo, dal cinescopio sono tradotti otticamente e dopo aver attraversato un sistema di lenti questi impulsi sono fissati sul film fotosensibile.

Opportunamente avanzato il film sarà impressionato da tutti gli impulsi in arrivo e si avrà così copia del messaggio. La velocità del film è di circa 0,66 metri al primo.

Lo stenogramma riprodotto nella figura 6 indica il processo di ricezione dei segnali ultrafax e precisamente dopo la demodulazione iniziale si hanno due stadi di amplificazione, appresso si ha la separazione dei segnali di sincronismo dai segnali di video e quindi si viene ad avere una catena di stadi che sincronizzano la scansione del terminale trasmittente con la scansione del terminale ricevente, ed un'altra catena di amplificatori di video che vanno a modulare l'intensità del pennello elettronico.

Orbene, tale complesso di trasmissione non avrebbe interesse se d'altro canto non corrispondesse ad esso un altrettanto rapido processo di sviluppo e stampa del film e difatti la Eastman Kodak Company si è allineata con i laboratori R.C.A. alla risoluzione di questo problema.

Si è giunti a sviluppare la pellicola teleimpressa ad una velocità di 2,7 m al minuto primo. Questo impianto completo è in funzione dal 1947 e da allora notevoli sono stati i miglioramenti apportati ad esso. Vari sono i ponti radio che la R.C.A. ha adibito a questo studio sperimentale e fra essi va ricordato quello effettuato fra un laboratorio R.C.A. e la stazione radio WNBT (National Broadcasting Televison) le cui antenne sono sull'Empire State Building di New York su portante nella banda televisiva 66-72 MHz.

Altri cavi Hertziani sono in funzionamento sperimentale su frequenze nella banda dei 700 MHz.

R. B.

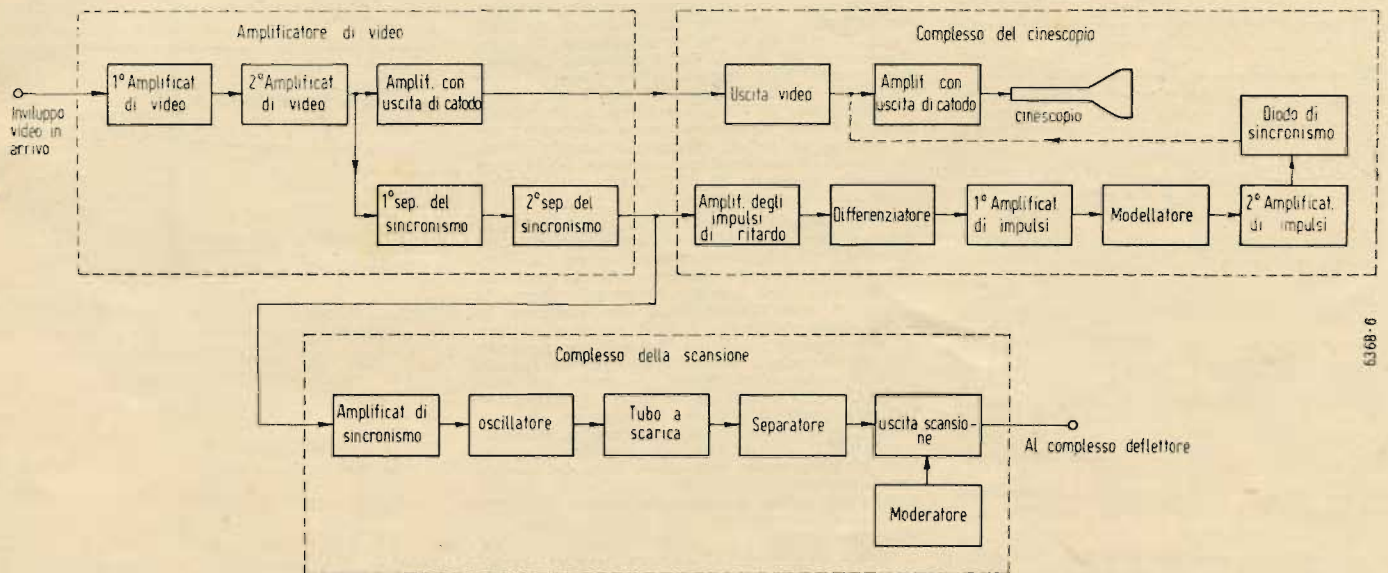



Fig. 6 - Stenogramma del terminale ricevente

Amplificatori magnetici

Principi - Funzionamento - Uso

Wireless World Febbraio 1949

Qualche volta gli amplificatori magnetici sono chiamati trasformatori per corrente continua. In apparenza possono essere confusi con trasformatori, perchè sono formati da due o più avvolgimenti, avvolti su nuclei di ferro. Il nome è inoltre giustificato dal fatto che, se si applica ad un avvolgimento una tensione continua, si può avere da un altro un'alta tensione oppure una corrente intensa.

Ma essi differiscono completamente dai trasformatori per corrente alternata ed assomigliano di più agli amplificatori valvolari, in cui la potenza di uscita è controllata dalla griglia di entrata, ma è fornita dall'alimentazione anodica.

La sorgente di potenza è a corrente alternata a 50 Hz o meglio a 400 ÷ 1000 Hz. L'uscita è pure in alternata della stessa frequenza più le armoniche. Se si vuole l'uscita in corrente continua bisogna ricorrere al raddrizzamento.

La fig. 1 rappresenta la caratteristica di magnetizzazione di un materiale ferromagnetico. Tratteggiata vi è pure quella dell'aria.

Nelle ordinarie induttanze e trasformatori si fa in modo di funzionare nel primo tratto rettilineo della caratteristica, così che in un circuito come quello di fig. 2 la corrente circolante è piccola in seguito alla elevata forza controelettromotrice di mutua induzione.

Supponiamo ora di scegliere un tipo di materiale magnetico che abbia una caratteristica di magnetizzazione con forte pendenza iniziale e subito dopo rapida e completa saturazione (fig. 3). Supponendo che l'avvolgimento sia stato calcolato in modo da non raggiungere il punto di saturazione, la corrente nel circuito sarà molto piccola, cioè l'impedenza molto grande. Il punto di funzionamento può essere immaginato come muoventesi su e giù per la caratteristica quasi verticale colla frequenza della rete.

Supponiamo che sul nucleo sia avvolta un'altra bobina, percorsa da una piccola corrente continua; in condizioni di regime non esiste in questo avvolgimento f.c.e.m. e la corrente è limitata solo dalla resistenza ohmica delle spire. Il solo effetto è quello di portare il punto di lavoro nella zona di saturazione, per es. in *A*.

Fig. 1. - *Tipica caratteristica di magnetizzazione di un materiale ferro-magnetico (curva continua) rispetto a quella dell'aria (tratteggi.).*

Prima di considerare gli effetti di questa saturazione continua su quella alternata, ricordiamo che l'avvolgimento con corrente continua, preso a sè, funziona da secondario e quindi carica la sorgente di tensione alternata. Questo effetto può essere evitato dividendo il sistema in due metà, come in fig. 4, con gli avvolgimenti per corrente continua opposti. Le tensioni alternate indotte negli avvolgimenti con corrente continua si elidono e se un nucleo funziona nel punto *A*, l'altro funzionerà in *B*.

Consideriamo ora quello che avviene durante ogni periodo della corrente alternata. Cominciamo col semi-periodo nel quale la corrente alternata nell'avvolgimento *A* si somma alla magnetizzazione continua: cioè il punto *A* della fig. 3 si muove verso destra, la corrente può aumentare indefinitamente senza causare notevoli variazioni di flusso e quindi generazione di f.e.m. Ma nell'avvolgimento *B'* la c.a. è opposta a quella continua ed appena viene raggiunto il punto *B*, allora il flusso comincia a cambiare rapidamente e si genera una considerevole f.e.m. indotta.

Ne deriva che l'andamento del flusso della corrente in questo semiperiodo è quello rappresentato in fig. 5. L'andamento della corrente è rettangolare e i tratti ascendenti corrispondono alle variazioni da *A* ad *A'* e *B* a *B'*, mentre quelli pianeggianti al tratto dopo *B'*. Ricordando poi che il flusso è in fase colla corrente e che per avere una f.e.m. sinusoidale bisogna che il flusso stesso sia sinusoidale e ripetendo le stesse considerazioni per l'altro semiperiodo, si arriva facilmente al diagramma di fig. 6.

Quello che ci interessa però non è la forma, ma l'ampiezza della corrente alternata. Invece di essere piccola, come nel caso in cui non si ha c.c., il suo valore è ora rappresentato dai segmenti *AA'*, *BB'* della fig. 3, na-

turalmente divisi per il numero delle spire; supponiamo che gli avvolgimenti abbiano lo

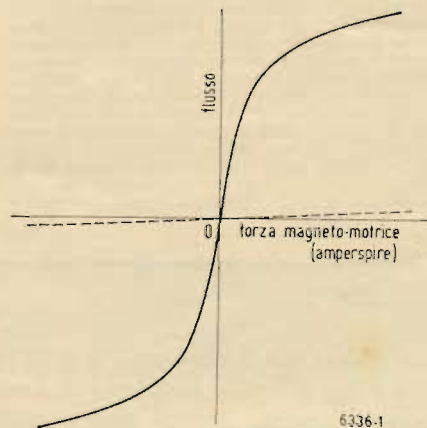
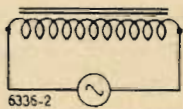



Fig. 2. - *Circuito di un'induttanza.*

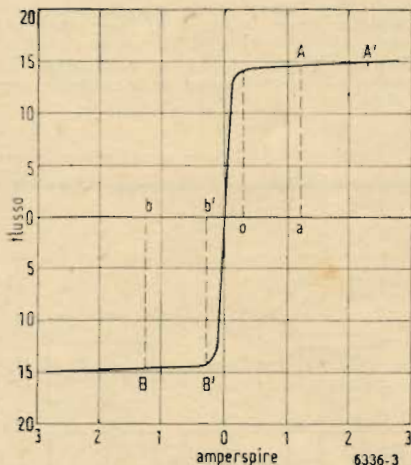



Fig. 3. - *Caratteristica di un nucleo adatto per amplificatori magnetici.*

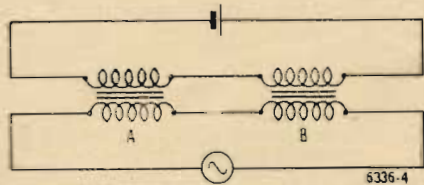



Fig. 4. - *Sistema di due nuclei per bilanciare la tensione alternata nel circuito a c.c.*

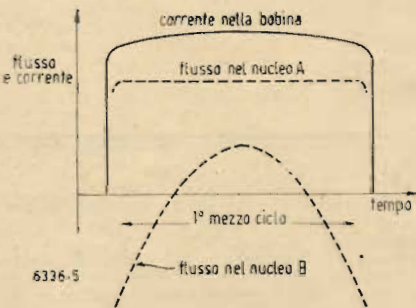



Fig. 5. - *Forma di onde teoriche durante un mezzo periodo.*

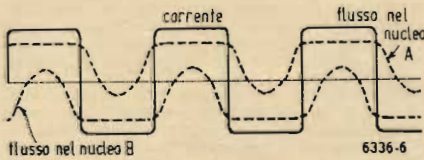



Fig. 6. - *Estensione della fig. 5 a più periodi.*

stesso numero di spire: l'intensità della corrente continua è allora proporzionale ad *on* e la c.a. a *bb'*, quantità che sono uguali. Ma, mentre una piccola tensione è sufficiente per mantenere questa c.c. attraverso la resistenza dell'avvolgimento, una tensione alternata molto più grande può essere usata, tensione che naturalmente è proporzionale al flusso *bB* e alla frequenza della c.a. Se il flusso di saturazione sarà elevato, l'elevazione di tensione sarà considerevole, purchè la frequenza non sia bassa. (Per altre ragioni essa non deve essere alta e perciò viene raccomandata da 400 a 1000 periodi). Questa tensione amplificata non sarà utile, se non si svilupperà ai capi di un certo carico, che può essere posto in serie colla sorgente di tensione alternata. Presupponendo che la tensione di alimentazione sia costante, quella sviluppata ai lati del carico sarà dipendente da quella degli avvolgimenti. Si arriva quindi alla conclusione che con adatti materiali magnetici la corrente di uscita è influenzata molto poco da una riduzione della tensione alternata; cioè rimane quasi uguale alla corrente continua, anche se il potenziale di uscita è maggiore. In altre parole il sistema funziona da amplificatore di potenza. Naturalmente non occorre che sia uno a uno il rapporto spire, e se richiesto la corrente di entrata può essere elevata.

Mutando le polarità della corrente continua non si hanno differenze in quanto ai risultati finali. Perciò si ha la caratteristica di funzionamento di fig. 7. Se il materiale magnetico avesse una caratteristica ideale, come quella di fig. 3, le rette di fig. 7 avrebbero una pendenza di 45° e sarebbero indipendenti dalla tensione di alimentazione alternata; ma in pratica un po' di corrente alternata scorre anche con polarizzazione continua nulla e la pendenza è minore di 45° e varia con la tensione di alimentazione.

Però finora si è trascurata una considerazione importante. Abbiamo supposto che nel circuito a c.c. della fig. 4 non scorra c.a. Perchè avvenga questo bisogna che le tensioni indotte nei due semiavvolgimenti siano le stesse in ogni momento e che abbiano la stessa forma d'onda. Ciò si verifica se non c'è componente continua. Invece uno sguardo alla fig. 6 spiega immediatamente che in effetti in ogni semiperiodo funziona un solo avvolgimento e quindi se non si impedisse con una forte impedenza lo scorrere di corrente alternata nell'avvolgimento a tensione continua, le considerazioni precedenti sarebbero in gran parte infondate. Però in pratica non conviene far questo. La forma d'onda risultante è ben diversa da quella di fig. 5 o 6, ma i vantaggi dell'amplificazione rimangono uguali.

Si può analizzare il comportamento del sistema mediante la fig. 8 che ricorda le caratteristiche di rivelazione di una valvola. In essa si sono rappresentate le forme d'onda delle correnti per avere dei flussi sinusoidali. Indichiamo con x la corrente di ogni avvolgimento a.c., con y quella in ogni avvolgimento a c.c. Poichè uno di questi è invertito

$$A = x + y \qquad B = x - y$$

$$A + B = 2x \qquad A - B = 2y$$

In fig. 9 sono state fatte graficamente questa somma e questa differenza. Quando si volesse tener conto di tanti altri elementi che intervengono nel fenomeno, il problema diventerebbe troppo arduo per poter essere esaminato analiticamente.

Ci sono parecchi tipi di materiali ferromagnetici che possono venire usati negli amplificatori magnetici. Se la pendenza del primo tratto di caratteristica non è troppo elevata è necessaria una maggiore componente continua per il controllo. Perciò l'amplificatore è meno sensibile ai segnali piccoli e la curva di fig. 7 diventa quella di fig. 10; inoltre l'uscita dipende di più dalla tensione di alimentazione. Il mumetal ha una elevata pendenza di caratteristica, ma si satura molto presto e quindi è adatto per amplificatori di piccola potenza, inferiore ad alcuni watt.

Per potenze più alte è raccomandabile l'uso del Radiometal o anche dello Stalloy. Un'altra lega studiata ultimamente per amplificatori magnetici è quella indicata colle sigle H.C.R.

E' già stato detto che se è desiderata un'uscita in continua bisogna adoperare dei raddrizzatori. Se tutta questa corrente continua o una parte passa attraverso gli avvolgimenti dell'amplificatore le caratteristiche dello stes-

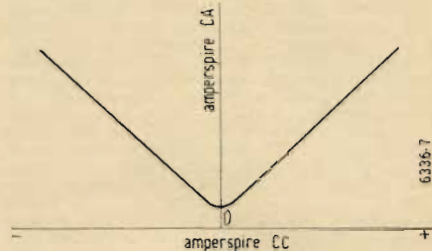



Fig. 7. - *Caratteristica entrata-uscita di un semplice amplificatore magnetico.*

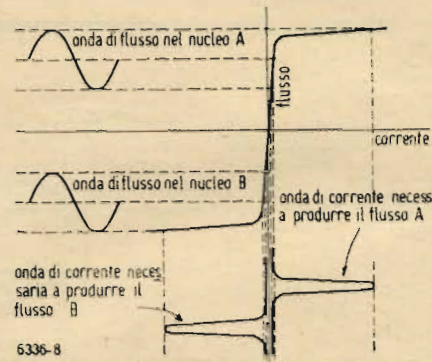



Fig. 8. - *Derivazione della forma d'onda della corrente considerando nulla l'impedenza del circuito a c.c.*

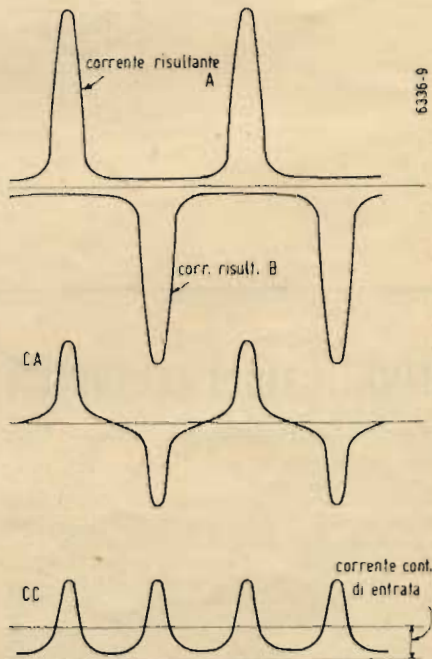



Fig. 9. - *Analisi delle forme d'onda risultanti dalla fig. 8.*

so vengono considerevolmente modificate. Difatti, nella fig. 11, supponiamo che sia *PQR* la caratteristica originale. Tracciamo una *OS* per rappresentare le amperspire raddrizzate rispetto all'uscita di corrente alternata. Se il

raddrizzatore fosse perfetto, naturalmente *OS* sarebbe una retta. Il punto *X* d'incontro

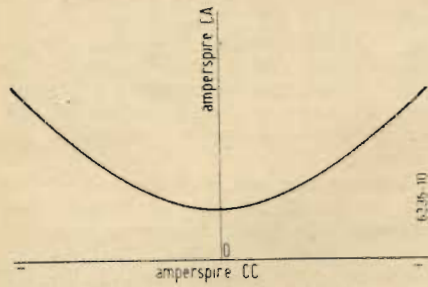



Fig. 10. - *Caratteristica di un amplificatore con nucleo di materiale a bassa permeabilità.*

delle due curve rappresenta il punto di lavoro quando non c'era entrata. Questo punto può essere portato in un nuovo diagramma (fig. 12) chiamandolo *Q'*. Se si tiene conto delle diverse entrate positive e negative, la curva *PQR* della fig. 11 diventa la *P'Q'R'* della caratteristiche fondamentali: non è simmetrico rispetto all'asse delle ordinate e quindi

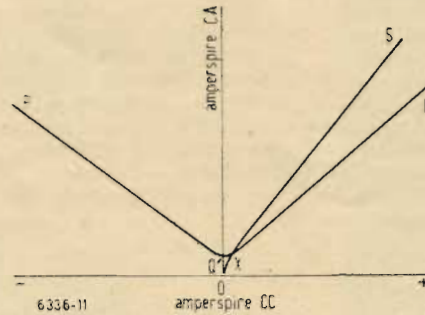



Fig. 11. - *Combinazione della caratteristica di un amplificatore con la caratteristica di « reazione ».*

bisogna tener conto della polarità dell'entrata; inoltre la pendenza di un ramo è molto maggiore dell'altra e perciò è amplificata di più una delle due polarità continue.

Ci potrebbero essere anche delle condizioni per cui la linea *OS* viene ad essere parallela alla *QR* di fig. 11, nel qual caso l'amplificazione sarebbe infinita. Però non conviene nem-

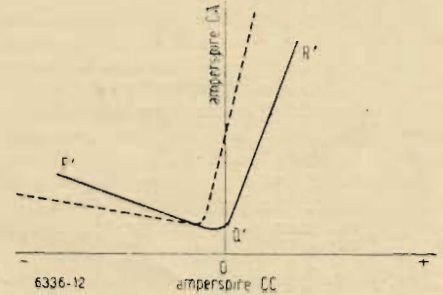



Fig. 12. - *Caratteristica d'un amplificatore con autoeccitazione.*

meno avvicinarsi a questo valore, perchè l'amplificatore diventa instabile.

Questa possibilità di alimentazione a ritroso è indipendente dal verso delle connessioni e può essere ottenuta con avvolgimenti separati (fig. 13 a) oppure cogli stessi avvolgimenti percorsi dalla corrente alternata (figura 13 b). Naturalmente la prima soluzione richiede una messa a punto più facile, ma aumenta l'ingombro dell'apparecchio.

Si è cercato in quali casi questi amplificatori magnetici possono convenientemente sostituire quelli a valvole e si è concluso che questo può avvenire solo nel caso dell'amplificazione di tensioni continue. Certamente l'amplificatore magnetico è più solido ed ha vita più lunga di quello a valvola, non ha zoccoli e quindi pericolo di contatti microfonici; è più stabile, ha incorporato il trasformatore d'impedenza. Può essere convenientemente usato in serie a fotocellule e a termocoppie.

G. P.

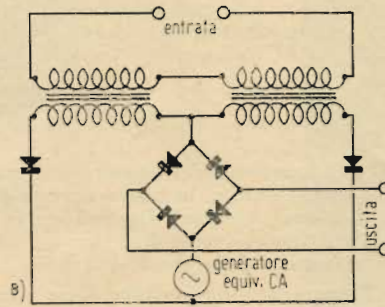
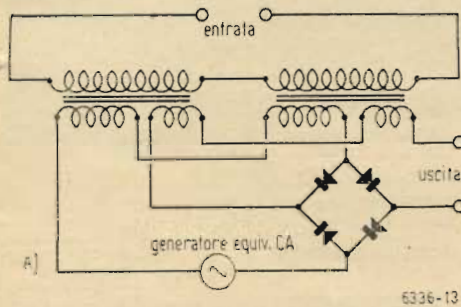



Fig. 13. - *Esempio di circuiti con reazione.*

CONSULENZA

NCal 6750

ABBONATO P. L. - MASSA MARITTIMA

Varie volte ho fatto uso di circuiti controreazionati in amplificatori di BF usando sempre la controreazione prelevata dal circuito anodico della valvola finale e rimandata sul catodo della valvola eccitatrice. Non mi è mai riuscito però di poter far uso per questo scopo di controreazione prelevata dal secondario del trasformatore di uscita perchè ho sempre ottenuto in questo modo circuiti facili all'innesco e presentanti una notevole distorsione. Quali sono gli accorgimenti da usare ad evitare ciò? Quali sono le cause che determinano oltre l'innesco la distorsione?

●

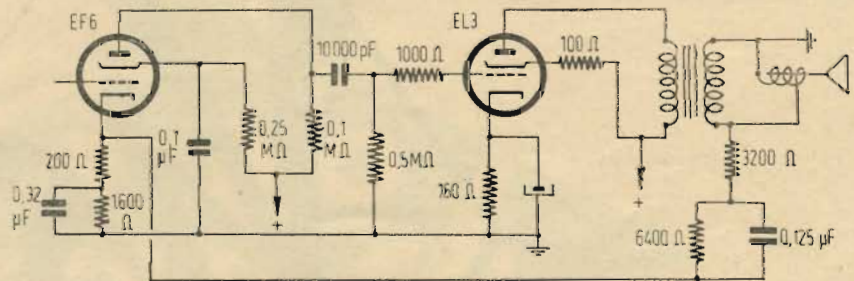
L'applicazione della controreazione prelevata dal secondario del trasformatore di uscita e riportata sul catodo della valvola preamplificatrice di BF. è fra le più raizonali in quanto essa tende ad eliminare le distorsioni di entrambi gli stadi di amplificazione ivi comprendendo anche la distorsione che introduce il trasformatore d'uscita.

Questa applicazione richiede però molta oculatezza nella realizzazione perchè numerosi sono i fattori che devono essere tenuti presenti. I principali possono essere così riassunti:

1) definizione dell'esatto valore del coefficiente di controreazione che occorre adottare;

2) conoscenza degli sfasamenti che si formano nei diversi punti del circuito e della fase della corrente che viene riportata sullo stadio preamplificatore.

3) conoscenza dell'andamento delle curve di risposta nei vari punti del circuito.

Per definire il coefficiente di controreazione bisogna prima di tutto conoscere quale è l'amplificazione complessiva degli stadi di BF. di cui si può disporre senza la controreazione e fino a quale punto è possibile sacrificarla all'applicazione della controreazione.

Un altro punto importante da conoscere è rappresentato dall'entità delle distorsioni che si vogliono correggere e se la correzio-

ne da apportare riguarda la distorsione « per armoniche » o la distorsione « di frequenza ».

Quando l'applicazione deve essere fatta ad apparecchi già esistenti o già progettati è chiaro che non è possibile una definizione del coefficiente di controreazione secondo le esigenze di correzione della distorsione dell'apparecchio di questo caso ci si limita a valutare quale è l'eccesso di amplificazione di cui si dispone e a quanto la si può ridurre per l'applicazione della controreazione senza compromettere le qualità di sensisibilità del ricevitore.

Ma questa è però una condizione di compromesso che non rappresenta certo il caso ideale dell'applicazione della controreazione.

Quando invece si tratta di un progetto nuovo è invece possibile fare le cose più razionalmente.

In questo caso si tratta di stabilire prima quali valvole vengono scelte per la BF., poi di calcolare quale è l'amplificazione complessiva A_1 degli stadi di BF. (come rapporto fra la tensione ai capi della bobina mobile dell'altoparlante e tensione di ingresso di BF.), senza la controreazione. Fatto ciò, si potrà calcolare quale è l'amplificazione realmente occorrente A_2 perchè col massimo segnale di BF. che può fornire il diodo rivelatore si abbia il massimo di potenza che l'altoparlante può rendere.

Noti i due valori di amplificazione, con l'espressione

$$b = \frac{A_1 \, A_2}{A_1 - A_2}$$

si calcolerà il valore di b che si identifica col rapporto fra la tensione di uscita (bobina mobile) e tensione che va riportata nel circuito di griglia o di catodo della preamplificatrice ossia col rapporto fra la resistenza o impedenza del circuito che riporta la r. n. e la resistenza del tratto di circuito di griglia o catodico su cui si fa insistere la tensione riportata.

Per intenderci: Se l'amplificazione era 50 senza r. n. e può diventare di 30 con r. n. pur soddisfacendo le condizioni di sensibilità dell'apparecchio, risulterà:

$$b = \frac{50 \times 30}{50 - 30} = \frac{1500}{20} = 75$$

Se l'impedenza del circuito che riporta la corrente di r. n. in ingresso sarà a 400Hz di 2000 ohm, occorrerà far insistere la r. n. su 2000/75 ohm, ossia 26,7 ohm nel circuito di catodo della preamplificatrice.

Rimarrà ora da stabilire dove sono le pecche della curva di risposta (senza r. n.) e ciò è possibile solo con gli strumenti ossia: generatore di BF. e indicatore d'uscita perchè non è mai possibile sapere a priori il comportamento del trasformatore di uscita.

Se la risposta sarà eccessiva sugli acuti si farà in modo che la rete di riporto della r. n. lasci passare le frequenze più alte e così, in genere si farà in modo che tale rete lasci passare prevalentemente le frequenze che si vogliono attenuare.

Come esempio pratico di applicazione che può servire di falsariga per applicazioni congeneri, risportiamo lo schema, con dati, di un circuito con valvole EF9 e EL3. Naturalmente nello schema non è indicato il senso degli avvolgimenti, occorrerà perciò provare quale dei due capi del trasformatore di uscita va alla massa e quale al circuito di riporto.

Dopo quanto esposto, è chiaro che gli inneschi e le distorsioni sono dovuti all'unica causa di una imperfetta applicazione e non a ragioni insite nella r. n. ●

piccoli annunci

Gli abbonati hanno diritto alla pubblicazione gratuita di un annuncio (massimo 15 parole) all'anno.

AR18 efficientissimo finale EL3 alimentatore altoparlante in cassetta separata vendo trentamila. Elettrotecnico Pazzi (Ferrara) BAURA.

CEDO BC 342 perfetto, funzionante. Scrivere: Portineria, via Lame 14, BOLOGNA.

COMPRO NUMERI 16 - 30 - 35 - 66 - 68 *Bulletin tecnique Philips*. Curzi - Guidi 3 - PAVIA.

TRASFORMATORI alimentazione per apparecchi radio - Cedesi laboratorio - Scrivere R. M. presso redazione "Antenna"

ICARE

Ing. CORRIERI Apparecchiature Radioelettriche

VIA MAJOCGHI 3 - TELEFONO 27.01.92

RR 3 r Ricevitore a tre valvole per la ricezione delle stazioni locali e vicine.

RS 5 2 Ricevitore a 5 valvole; super; due gamme di onde medie.

RS 5 4 Ricevitore a 5 valvole; super due gamme di onde medie; due gamme di onde corte.

Valvole PHILIPS "Rimlock„ - Mobile in bachelite
Minimo ingombro - Riproduzione perfetta

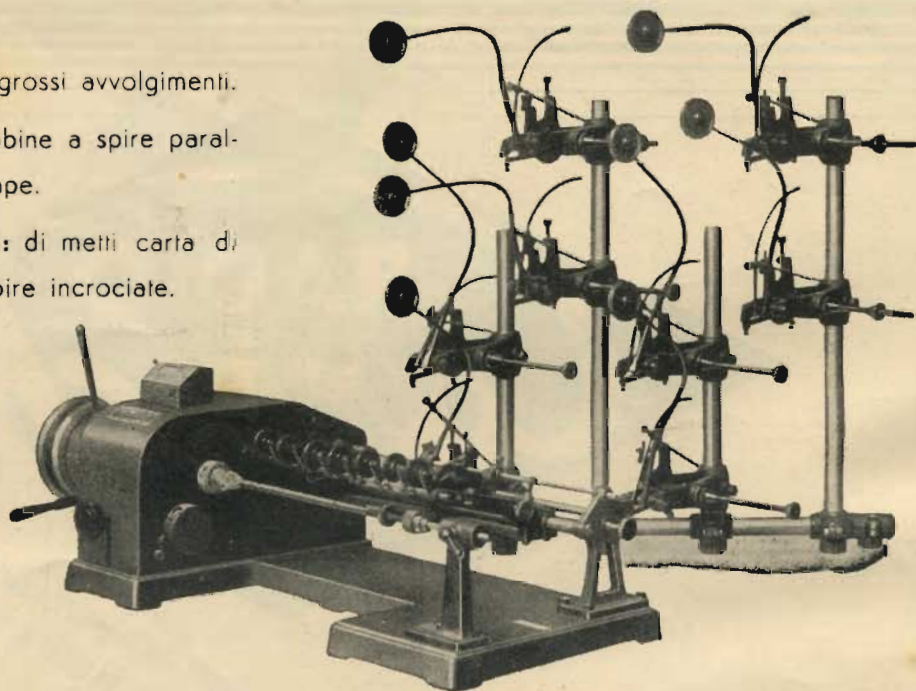
Macchine bobinatrici per industria elettrica

Semplici: per medi e grossi avvolgimenti.

Automatiche: per bobine a spire parallele o a nido d'ape.

Dispositivi automatici: di metti carta di metti cotone a spire incrociate.

Contagiri

BREVETTI E
COSTRUZIONI NAZIONALI

ING. R. PARAVICINI - MILANO - Via Sacchi N. 3 - Telefono 13-426

FOTOINCISIONE ITALIANA

Clichè al tratto, a mezza tinta ed a colori
per lavori comuni e di lusso

riviste tecniche e d'arte

MILANO

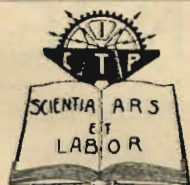
Via Camillo Hayech, 20 - Telefono 50.292

ISTRUMENTI MISURA PER RADIOTECNICI

TESTER - PROVAVALVOLE - OSCILLATORI

ING. A. L. BIANCONI

Via Caracciolo 65
MILANO

La KLAMOR RADIO Milano di Mozzadri, ha esposto alla XVI Mostra della Radio i modelli RICEVITORE e AUTORADIO della sua produzione 1950.

COSTRUIRE UNA RADIO

per propria soddisfazione ed a scopo commerciale, non è difficile per chi segue gli insegnamenti dell'istituto C.T.P.
Chiedete programma GRATIS a ISTITUTO C T P, Via Clisio 9 Roma (indicando questa rivista).

REATTORI

La Ditta

FRANCO BIANCHI

Via Marina di Robilant, 11 - **GENOVA** - Tel. 35.723 - 360.200

avverte la sua Spett. clientela di aver concesso l'esclusiva di vendita dei reattori per lampade fluorescenti alla Spett.

A. V. MONTEVERDE

Via XX Settembre, 28-10a - **GENOVA** - Tel. 51.938

Si prega perciò di indirizzare gli ordini a questo indirizzo

Costruzioni trasformatori industriali di piccola emedia potenza - Autotrasformatori -Trasformatori per radio.

"L'Avvolgitrice„

TRASFORMATORI RADIO

UNICA SEDE

MILANO

VIA TERMOPILI 38 TELEFONO 287.978

Voltmetro a valvola

AESSE

Via RUGABELLA 9 - Tel. 18276 - 156334

MILANO

Apparecchi e Strumenti Scientifici ed Elettrici

- *Ponti per misure RCL*
  Ponti per elettrolitici
  Oscillatori RC speciali
  Oscillatori campione BF
  Campioni secondari di frequenza
  Voltmetri a valvola
  Taraohmmetri
  Condensatori a decadi
  Potenziometri di precisione
  Wattmetri per misure d'uscita, ecc.
  — **METROHM A.G. Herisau (Svizzera)** —
- *Q - metri*
  Ondametri
  Oscillatori campione AF, ecc.
  — **FERISOL Parigi (Francia)** —
- *Oscillografi a raggi catodici*
  Commutatori elettronici, ecc.
  — **RIBET & DESJARDINS Montrouge (Francia)** —
- *Eterodine*
  Oscillatori
  Provavalvole, ecc.
  — **METRIX Annecy (Francia)** —

MEDIE FREQUENZE

per A. M. e F. M. — GRUPPI ALTA FREQUENZA

CORTI - CORSO LODI 108 - MILANO TELEFONO 584.226

SOCIETÀ ANONIMA

MILANO - Via Lecco 16 - Telefono 21.816

MACHERIO - (Brianza) Via Roma 11 - Telefono 77.64

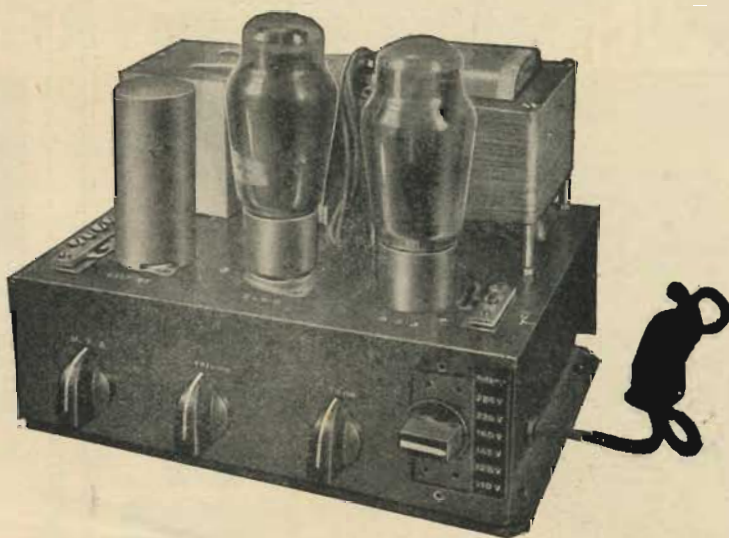
Antica Fabbrica Apparecchi Radiofonici "Ansaldo Lorenz Invictus„

nuovi tipi di ricevitore da 5 a 8 valvole normali e fuori classe

Listini gratis a richiesta - NUOVO AUTORADIO funzionante anche senza antenna

AMPLIFICATORE

DI POTENZA DA 8 W. a 100 W.

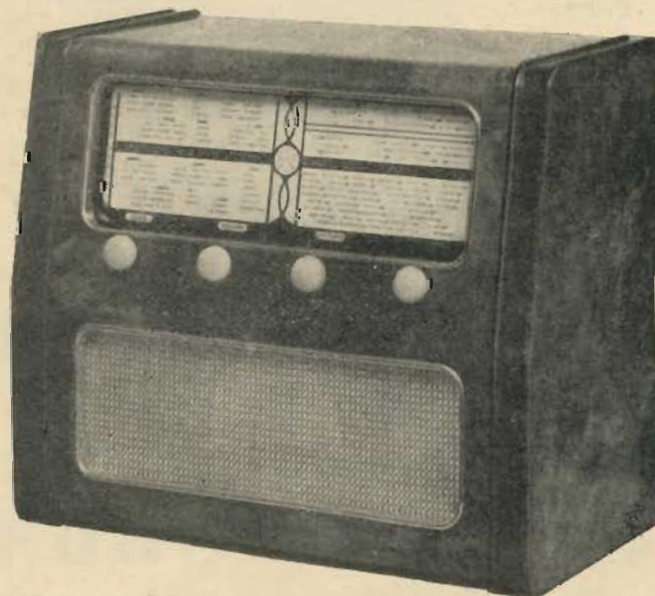
in esecuzione "B"

SIEMENS SOCIETÀ PER AZIONI
Via Fabio Filzi 29 - MILANO - Telefono N. 69.92

Uffici: Firenze — Genova — Padova — Roma — Torino — Trieste

Officina Radio Elettromeccanica

Dopo il successo ottenuto con l'apparecchio **AR48** un'altra autentica vittoria col

521

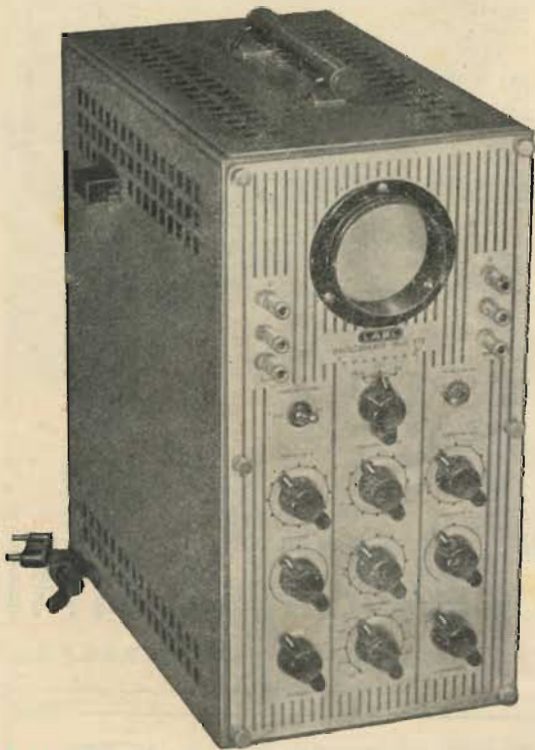
5 valvole rosse - 2 gamme d'onda - 3 Watt d'uscita - Altoparlante in Ticonal - Massimo rendimento - Minima spesa **L. 32.000.**

Uffici e Stabilimento: MILANO - VIA PIETRO DA CORTONA 2 - TELEFONO 296.017

LABORATORI COSTRUZIONE

CORSO XXII MARZO 6 - TELEFONO 585.882

Ponte R.C.L. mod. C50

Misure
Resistenza da 0.1 Ω a 1 M Ω
Capacità da 10 pF a 100 μF
Induttanze da 2 μH a 100 H

Fattore di potenza R/X da $2 \cdot 10^{-3}$ a 1
Fattore di merito (Q) da 0.02 a 1000
Oscillatore interno a 1000 Hz

Oscillografo mod. 170

Tubo a raggi catodici DG7/2
Asse tempi 20 Hz ÷ 60 KHz
Amplificazione 80 d.b. costante entro 2 d.b.
da 20 Hz a 180 KHz
Fattore deflessione 0.4 mV. mm.
Valvole usate DG7/2-WE13-WE13 EF6 AZ1-AZ1

Oscillatore A.F. e B.F. mod. 114C

Gamma frequenza 100 KHz a 25 MHz
in 6 gamme commutabili a tamburo.
Attenuatore con elementi resistivi
Avvolgimento Ayrton Perry
Frequenza modulazione da 50 a 7000 Hz
Profondità modulazione 0 ÷ 100 %
Tensione di uscita B.F. da 0 a 10 V.
Segnale di uscita A.F. 0,1 mass.
Precisione taratura A.F. 1%
B.F. 2%
Valvole usate EF6-EF9-6H6

Modulatore frequenza mod. C42

Caratteristiche
Campo funzionamento da 50 KHz a 30 MHz
Frequenza base 2 MHz
Possibilità di variazione della frequenza ± 15 KHz
Modulazione frequenza da 0 a ± 10 KHz
Massimo segnale d'uscita 0,25 V.
Valvole usate AZ1-VR150-ECH4-ECH4

Autorizzazione del Tribunale di Milano del 9-9-48 N. 464 del Registro - Direttore Respons. LEONARDO BRAMANTI - Proprietà Editrice IL ROSTRO - Tip. TIPEZ Via G. da Cermenate 56
CONCESSIONARIA PER LA DISTRIBUZIONE IN ITALIA S. T. E - CORSO SEMPIONE 6 - MILANO

STRUMENTI ELETTRONICI

CORSO XXII MARZO 6 - TELEFONO 585.882

Voltmetro elettronico A.F. mod. 149

Caratteristiche
Misure C.A. e C.C. 2.5-10-25-100 250 V.
Frequenza da 20 Hz a 100 MHz
Impedenza d'ingresso c.a. 5M Ω
Capacità ingresso C.A. ≏ 6pF
Valvole usate Az1-ST280 40-EA50 6SN7-EW1106

Millivoltmetro elettronico mod. 349

Caratteristiche
Misura C.A. 10-30-100-300 m.V
1-3 10-30-100-300 V
Frequenza 20Hz a 50 KHz
Impedenza d'ingresso 0,44 M Ω
Volvole usate Az1-ST.280 40-6AC7-6AC7-EBC3

Tachimetro stroboscopico mod. 148

Caratteristiche
Due scale graduate da 600 a 3.600 giri
2400 a 14.000 giri
Precisione taratuva 1 %
Valvole impiegate 6N7 - 6X5
Lampada stroboscopica SYLVANIA - tipo 1D21
Alimentazione C.A. 110-125-145-160-220V

Analizzatore mod. 542

Caratteristiche
Resistenza interna C.C. 10.000 Ω V
C.A. 1000 Ω V
Portate C.C. V 0.3-1-3-10-30 100-300-1000
mA 0.3-1-3-10-30-100-300-1000
C.A. V 1-3 10-30-100-300-1000
mA 1-3-10-30-100 300-1000
OHM. × 10 Ω × 1K Ω × 100K Ω

Il prodotto di classe
è
una garanzia
LARIR
LABORATORI ARTIGIANI RIUNITI INDUSTRIE RADIOELETTRICHE
PIAZZALE 5 GIORNATE 1 - MILANO - TELEFONO 55.671